radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein schnurloses elektronisches Blitzgerät zum Selbstbau

PREIS 2,00 MDN · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
SEPTEMBER 1964 17

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

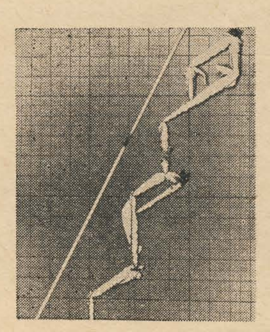
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,– MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Nicht abstrakte Kunst, sondern ein konkreter Dendrit, der auf Seite 541 näher beschrieben wird.

Die KW-Ausbreitung im Juli 1964 und Vorschau für Okt. 1964

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Juli 1964

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- +41% und darüber
- +31 … +40%
- +21 … +30%
- +20 … −18%
- −21 … −30%
- −31 … −40%
- −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

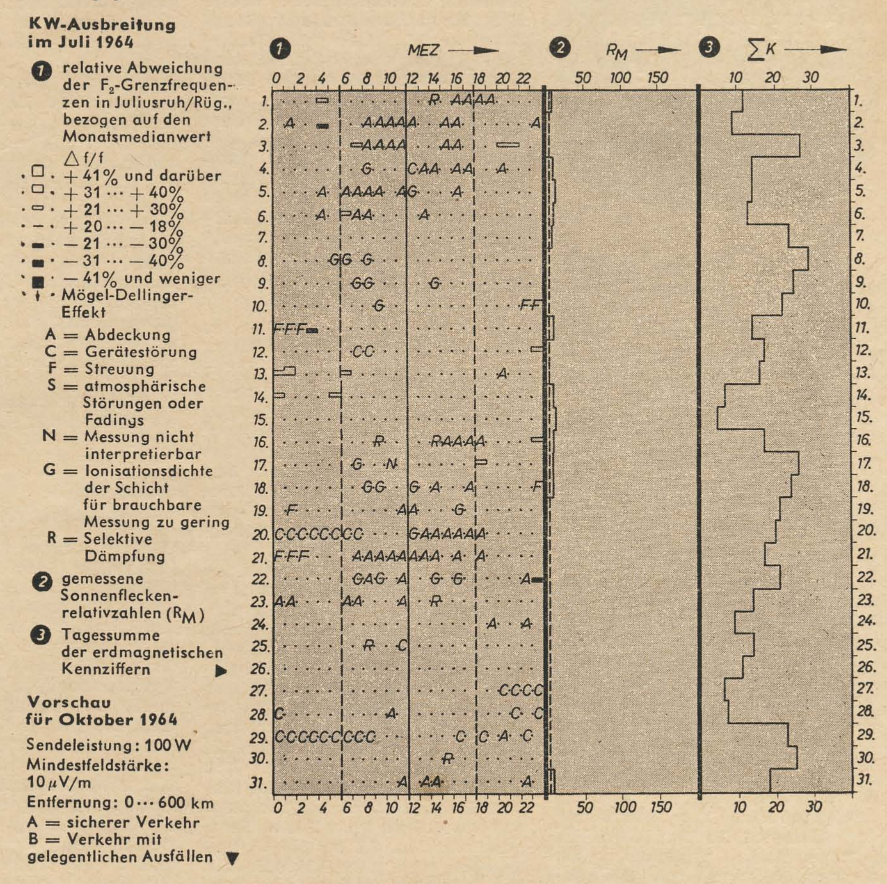
A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = Selektive Dämpfung

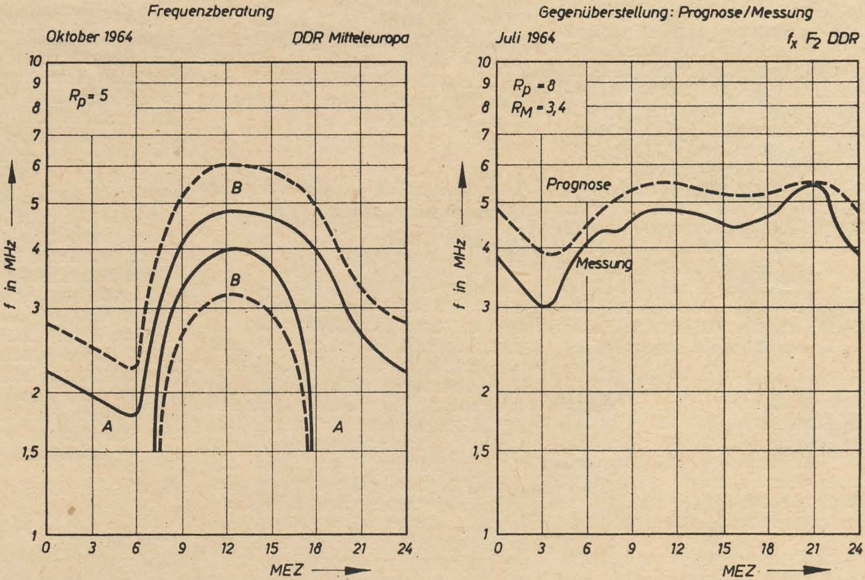
❷ gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern

Vorschau für Oktober 1964

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 µV/m
Entfernung: 0 … 600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen





Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Gleichspannungsverstärker mit geringem Störpegel und großer Bandbreite
- Eine Phasenschieberanordnung hoher Amplitudenkonstanz
- Netzgerät mit stufenlos regelbarer Ausgangsspannung
- Bauanleitung: Anschluß eines Kristallmikrofons an Transistorverstärker
- Drei einfache bewährte Schaltungen der Elektroakustik



▼ **Drei neue Fernsehkanalumsetzer** wurden in Betrieb genommen:

1. in Schmalkalden im Bezirk Suhl: Sendefrequenz: Kanal 11; Polarisation der Sendeantenne: horizontal
2. in Schellbach im Bezirk Halle: Sendefrequenz: Kanal 5; Polarisation der Sendeantenne: vertikal
3. in Alsleben im Bezirk Halle: Sendefrequenz: Kanal 11; Polarisation der Sendeantenne: vertikal

▼ In Südpolen wurden die Arbeiten am polnischen Abschnitt der großen, **4000 km langen Kabelstraße** abgeschlossen, die Polen mit der UdSSR, ČSSR und DDR verbindet. Mit Versuchsübertragungen aus Kiew nach Warschau und aus Katowice nach Kiew wurde begonnen.

▼ Die zunehmende Miniaturisierung von Anzeigeelementen in der Elektronik zwang die Glühlampenindustrie zur Herstellung von kleinsten Lichtquellen. Die Osram-GmbH, München, hat **Kleinstglühlampen mit Glassokkel** entwickelt, die vollautomatisch hergestellt werden und dadurch eine gleichbleibend gute Qualität gewährleisten. Sie dienen u. a. zur Betriebs- und Signalanzeige sowie zur Anzeige von Fehlerquellen in elektronischen Geräten und Anlagen.

▼ **Eine rechteckige Farbfernsehbildröhre mit 90° Ablenkung** und 63 cm Bildfelddiagonale wurde von Zenith (USA) vorgestellt. Die neue Bildröhre hat die übliche Lochmaske und ist 10 cm kürzer als die bisher allein benutzte runde 70°-Farbbildröhre mit 53 cm Bildfelddiagonale.

▼ **Filmaufnahmen im Innern des Herzens** können nach einem in den USA entwickelten Verfahren gemacht werden, indem ein winziges Kameraobjektiv zusammen mit seiner eigenen Lichtquelle durch die Halsschlagader in die Herzkammer eingeführt wird.

▼ Die Erzeugung von **Ultraschallschwingungen mit der außerordentlich hohen Frequenz von 60 MHz** ist einer von Prof. C. H. Townes geleiteten Wissenschaftlergruppe an der Technischen Hochschule von Massachusetts gelungen. Die Wissenschaftler hatten dazu mit einem extrem energiereichen Laserstrahl, der 30 milliardstel Sekunden lang auf einen Saphirkristall einwirkte, diesen Kristall zu den hochfrequenten mechanischen Schwingungen angeregt.

Siliziumtransistoren in Fernsehempfängern?

Nach einer Mitteilung des technischen Vertriebsmanagers der Philco Corp. (USA) wird die vollständige Transistorisierung von Heim-Fernsehempfängern noch durch die gegenüber Röhren höheren Transistorpreise behindert. Er meinte, daß sowohl mit Silizium- als auch mit Germanium-Transistoren Fernsehempfänger hergestellt werden könnten, deren Qualität der von Röhrenempfängern vergleichbar sei, daß aber letzten Endes Siliziumtransistoren billiger sein würden, und schätzt den Transistorbedarf auf dem Fernsehempfängersektor auf 120–150 Millionen Stück pro Jahr, wahrscheinlich alle auf Siliziumbasis hergestellt.

Quarzkristalle in 21 Tagen

Ein Verfahren zur „Züchtung" von Quarzkristallen in 21 Tagen statt der natürlichen Wachstumszeit von 3 Millionen Jahren hat die Standard Telephones and Cables (England) entwickelt. Bereits in zwei Jahren dürften nach Ansicht der Firma „selbstgezüchtete" Quarze aus Harlow etwa 20% des gesamten europäischen Bedarfs decken. Das Werk ist das größte seiner Art in ganz Europa. Der künstlich gewonnene Quarz, der aus kleinen Splittern natürlichen Gesteins „gezüchtet" wird, wird wahrscheinlich nur etwa ein Zwanzigstel des Naturprodukts kosten. Ein weiterer Vorteil ist, daß er keinerlei Verunreinigungen enthält. Der „Züchtungsprozeß" erfolgt in großen Stahlzylindern bei Drücken von etwa 13 000 kp/cm² und Temperaturen von 350 bis 400 °C. Das Ergebnis sind große Kristalle, die auf beliebige Größen und Formen zugeschnitten werden können. Die Entwicklung des neuen Verfahrens, an der auch die amerikanische Western Electric beteiligt war, nahm 5 Jahre in Anspruch.

Der Tetrastor — ein hochverstärkendes Halbleiterelement aus der ČSSR

Ein neues Silizium-Bauelement mit einem hohen Stromverstärkungsfaktor wurde im Forschungsinstitut für Starkstromtechnik der ČSSR entwickelt. Das neue Halbleiterbauelement, Tetrastor genannt, ist im wesentlichen eine Kaskadenschaltung von zwei Mesa-npn-Transistoren auf einem Siliziumplättchen und hat folgende Eigenschaften: Inversionsspannung zwischen Kollektor und Emitter über 250 V, Nennstrom 10 A. Stromverstärkungsfaktor 100 bis 300, Leistungsverstärkung über 10^4, Spannungsabfall 2 bis 3 V bei einem Strom von 10 A, Schaltzeit näherungsweise 10^{-6} s. Der Tetrastor ist für Schaltoperationen geeignet und kann kurzzeitige Stromspitzen übertragen, die mehrfach höher sind als der mittlere Strom. Die Arbeitstemperatur kann bis zu 120 °C betragen.

Da die Stromverstärkungskurve ihr Maximum bei 5 A erreicht, ist die inverse Spannung hoch, und weil der „Teiltransistor" TR_1 eine niedrigere Inversionsspannung hat als TR_2, erhält man einen hohen Widerstand gegen Überspannungen von der Kollektorseite. Wenn die Spannung am Kollektor anwächst, fließt ein höherer Inversionsstrom durch den Transistor TR_1, welcher TR_2 betreibt; nach der Anregung beginnt beim letzteren die Spannungsverstärkung, so daß das Bauelement als Spannungsbegrenzer wirkt. Ein weiterer Fortschritt ist der hohe Widerstand gegen eine Inversionsspannung zwischen den Emittern und Basen beider Transistoren.

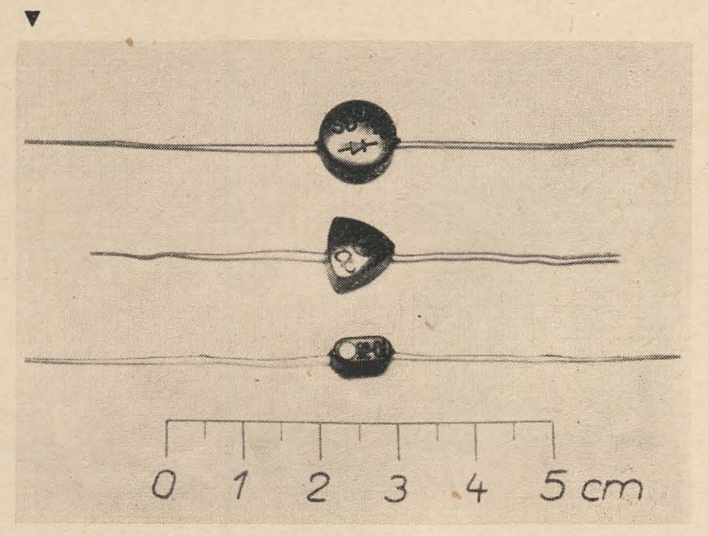
Die Fertigung des Tetrastors unterscheidet sich wenig von der der Transistoren und verursacht folglich auch nur etwa dieselben Kosten. Der Tetrastor ist vornehmlich für Schaltanlagen bestimmt und wird ein weites Anwendungsgebiet in Kraftfahrzeug-Zündanlagen, in Überwachungsschaltanlagen, bei programmgesteuerten Werkzeugmaschinen, als Leistungselement bei Schutzschaltungen in der Elektrotechnik und auf verschiedenen Gebieten der Lichttechnik finden.

Neuartige Siliziumgleichrichter

Die in Europa wenig bekannte japanische Firma Sanken hat mehrere Siliziumkleingleichrichter in Kunststoffumhüllung herausgebracht. Die Serie SD – 1 (4 Typen, 11 mm Durchmesser, 6 mm Stärke) wird für max. Sperrspannungen bis 1 kV hergestellt. Die Nennstromstärke beträgt 500 mA, in Schaltungen mit Ladekondensator 400 mA. Als Einschaltstromstoß wird für die Zeit von 10 Millisekunden ein Spitzenstrom von 60 A zugelassen. Bei der Verwendung als Netzgleichrichter von Fernsehempfängern müßte der Vorwiderstand also 5 Ω groß gemacht werden. Die Serie S 2 C (Bild, Mitte) ist für eine Nennstromstärke von 600 mA ausgelegt und wird für eine Nennsperrspannung (Scheitelwert) von 1200 V hergestellt. Die Typenreihe SH–1 (Nennstromstärke 150 mA) ist für Nennsperrspannungen von 600 bis 1600 Volt zugelassen.

In allen Fällen handelt es sich um Gleichrichter, die nach dem Diffusionsverfahren hergestellt sind. Die Serie SH–1 wird in den Datenblättern als „passiviert" bezeichnet. Ob es sich dabei um einen Si O_2-Überzug (Planarprinzip) oder um andere Schutzüberzüge für die Siliziumoberfläche handelt, ist nicht ersichtlich. Daß es sich um einen wasserdampfdiffusionsfesten Kunststoffüberzug handelt, ist schließlich nicht ausgeschlossen.

▼



Elektronische Neuheiten aus Japan

Drei getrennte Einzelröhren mit einem zusammenfassenden Projektionssystem verwendet der Farbfernsehempfänger Modell 6-CT-333 von Mitsubishi. Das Gerät verzichtet also auf die teure und mit einigen Komplikationen behaftete Lochmaskenröhre; das Bildfeld ist streng rechteckig. Abmessungen des Gehäuses: 33 cm × 50 cm × 74 cm, Gewicht: 29 kp. Nach Herstellerangaben ist die Bildhelligkeit um 50% höher als bei der Lochmaskenröhre.

Das erste sprachgesteuerte Tonbandgerät der Welt nennt die Firma Matsushita (National) ihr transistorisiertes und batteriegespeistes Modell RQ-150. Sobald in das Mikrofon gesprochen wird, läuft das Gerät an, und es stoppt unmittelbar, wenn der Redefluß abbricht. Daten: Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 4,75 cm/s, 3 Stunden Aufnahmezeit bei der niedrigeren Geschwindigkeit, 13-cm-Spulen, Gewicht 2,8 kp, Betrieb mit 6 Monozellen.

Verzögerungsanlage für die zeitliche Dehnung von Fernsehbildern

Die japanische Rundfunk- und Fernseh-Gesellschaft NHK wendete während der Internationalen Sportwoche eine Verzögerungsanlage für die zeitliche Dehnung des Fernsehbildes an. Mit Hilfe dieser Anlage können Aufnahmen, die bis 4 s dauern, mit einer 15···18 s dauernden Verzögerung bei 5facher Zeitdehnung reproduziert werden. Diese Einrichtung ist insbesondere für Zielbilder gegenüber geläufigen Methoden von Vorteil.

Die Anlage arbeitet wie folgt: Das TV-Signal wird mittels vier Aufzeichnungsköpfen auf Band aufgezeichnet; danach wird die Aufzeichnung von neuem mit 5mal niedrigerer Geschwindigkeit überspielt, mit Hilfe eines anderen Magnetbildaufzeichnungsgerätes aufgenommen und auf einen Speicher mit zwei sich in der Aufnahme ablösenden Magnetbildbändern überspielt.

Diese Methode arbeitet auf rein elektronischem Wege. Mit ihr können auch mittels anderer Aufzeichnungsgeräte aufgenommene TV-Signale zeitgedehnt werden.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 1. SEPTEMBERHEFT **17** 1964

Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie Teil 2

Dipl.-Ing. G. STEINKE

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt Berlin

Neue Tonstudiotechnik des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes (RFZ)

Als Ergebnis der Untersuchungen und Überlegungen in den Verfahrens- und Gerätelaboratorien des RFZ entstand eine Anzahl von Bausteinen für den Aufbau umfangreicher Regieeinrichtungen in Mono- und Stereotechnik. Bei derartigen Anlagen steht die reine Mischung und Richtungsbeeinflussung der vom Mikrofon kommenden Signale nicht mehr allein im Mittelpunkt der Regietechnik. Gleichberechtigt treten dazu Geräte für die Trickmischtechnik, d. h. Bausteine für das Verarbeiten der Tonsignalanteile durch Verzögern, Iterieren, Verhallen, Überkreuzmischen, Filtern usw. in einem eigenen Mischfeld, das vorbereitete Kombinationen besitzt und dem technisch-künstlerischen Aufnahmeleiter bedeutend mehr Gestaltungsmittel bietet, als die bisherige Mischtechnik. Darüber hinaus erfordern die neuen Produktionsmethoden der Zweikanalwiedergabe die Entwicklung spezieller Bausteine für die Überwachungswege u. a. [3]. (Die vollständige, systematische Aufteilung von Regietischen und Regieplatten in Bausteine wird im RFZ seit über vier Jahren angewandt.)

Bei der neuen Anlagentechnik führte die Verwendung von Transistoren und des unsymmetrischen Prinzips (d. h. die weitgehende Vermeidung von Übertragern) zu einer starken Verringerung der Dimensionen der Einzelgeräte, so daß es nun möglich ist, alle die Bausteine in Griffnähe für den Aufnahmeleiter in den Regietisch zu bringen, die eine Bedienung zur Einstellung der für eine Aufnahme notwendigen Funktionen erfordern. Dabei ist darunter nicht lediglich die Dynamikregelung mittels der Vorregler (Mikrofonregler) zu verstehen; die Verstärkungsregler, Filterschalter, Umsetzer, Regler für Kompressionsgrad usw. gehören als ebenso wichtige Bedienungselemente hinzu.

Man erkennt, daß der Einsatz von Transistoren außer der beträchtlichen Verringerung der Erwärmung der Geräte und des Leistungsbedarfs den Vorteil des Aufbaus großer Anlagen mit einer hohen Anzahl von Vorwegen (Mikrofonkanälen, Schallspeicherkanälen) bei guter Zugänglichkeit der zu bedienenden Elemente besitzt. Die bisherigen Röhrenverstärker erfüllten in elektrischer Hinsicht (d. h. Frequenzgang, Störabstand, nichtlineare Verzerrungen) bereits sehr hohe Ansprüche, so daß die Forderung nach einer neuen Studiotechnik auf Grund weitergehender elektrischer Bedingungen nicht als die entscheidende anzusehen ist, wenn auch einige Geräte der Röhrentechnik durchaus noch einer Verbesserung bedurften. Es war aber gerade an der schon im Abschnitt „Mehrkanal-Versuchsregieeinrichtung" beschriebenen Versuchsanlage zu erkennen, daß die Vielseitigkeit und die Kanalzahl die Leistungsfähigkeit einer Anlage kennzeichnen. Die Versuchsanlage gab uns viele wertvolle Erkenntnisse, die in der neuen Anlagentechnik ihren Niederschlag finden. Die Ergänzung der technischen Einrichtungen der Funkhäuser der DDR ist daher nur mit den im folgenden beschriebenen Einheiten beabsichtigt.

Die Bilder 7 bis 9 sollen eine Übersicht über die wichtigsten bisher vorliegenden Geräte vermitteln, wie sie in einer ersten Anlage für das Musik-Produktionsstudio 4 des Funkhauses Berlin-Oberschöneweide vorgesehen sind. Da sich die Entwicklungsingenieure bemühten, bei allen Geräten die physikalische Grenze der elektrischen Parameter möglichst zu erreichen, soll in diesem als Vorinformation anzusehenden Überblick von der Angabe der technischen Einzelheiten aller Geräte abgesehen werden. Es ist ohnehin verständlich, daß die elementaren Bedingungen, wie Frequenzgang, Störabstand und nichtlineare Verzerrungen höchsten Forderungen genügen müssen, da es sich in den seit Jahren im RFZ laufenden subjektiven Untersuchungen gezeigt hat, daß zur Sicherung einer hohen Wiedergabequalität beim Hörer der Abstand zwischen physikalischer Grenze und subjektiver Wahrnehmungsschwelle sehr klein gehalten werden muß. (Dabei stellt allerdings das Magnettonband durch die Forderungen nach mehrfacher Synchronisationsmöglichkeit bzw. des Stereobetriebes auch im internationalen Maßstab immer noch das schwächste Glied des Übertragungsweges dar.)

Mit Rücksicht auf die Stereotechnik dürfen bestimmte maximale Phasenbedingungen von keinem Gerät überschritten werden.

Auch in mechanischer Hinsicht wurde durch die Anwendung der Bausteintechnik in einem Rastersystem (20-mm-Raster) die neue Anlagentechnik sehr variabel ausgelegt, die Regieeinrichtungen sind dadurch leicht aufzubauen, ergänzungs- und änderungsfähig. Das Äußere der Geräte und des Regietisches wurde formgestaltet.

Um aus den folgenden Abbildungen eine Vorstellung für die Dimensionen zu gewinnen, sind einige Frontplattengrößen hinter dem Gerätetyp angegeben. Die Tiefe der Verstärker beträgt 275 mm, die der Regler, Filter usw. 180 mm bzw. 110 mm.

Bild 7 zeigt zunächst die Geräte für den Tonübertragungsweg. Es sind dies (von links nach rechts) der Studioverstärker V 741 (100 × 40 mm), der Studioregler W 744 (200 mal 40 mm), das Anschaltgerät für Schienenwahl, Einspiel und Abhören S 703 (200 mal 40 mm) und der Trennverstärker V 742 (100 × 60 mm).

Der Verstärker V 741 wird im Übertragungsweg dreimal verwendet — als Vor- (Mikrofon), Zwischen- und Hauptverstärker. Gegenüber dem Verstärker der bisher bekannten sogenannten „Dreierkette" unterscheidet sich dieser darin, daß der V 741 einen Verstärkungsgrad von —40 bis + 66 dB (stufenlos regelbar) besitzt, d. h., auch hohe Eingangsspannungen, z. B. von + 15 dB (Leitungspegel) und + 6 dB (Quellen mit üblichem Funkhauspegel wie Magnetbandanlagen u. ä.) können ohne spezielle Spannungsteiler und Übertrager verarbeitet werden. Die erforderliche Übersteuerungsgrenze des Verstärkers wird neben dem zu verarbeitenden Dynamikbereich in bestimmten Fällen auch durch den gewünschten Kompressionsgrad eines nachgeschalteten Regelverstärkers bestimmt, was bei früheren Systemen nicht genügend be-

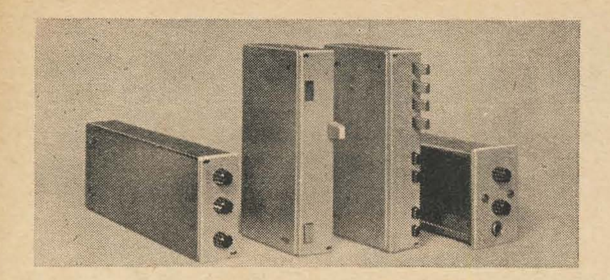


Bild 7: Neue Tonstudiotechnik: Geräte für den Tonübertragungsweg

achtet wurde. Der Eingang des Verstärkers ist symmetrisch, sein Ausgang asymmetrisch. Der auf den Eingang bezogene Störpegel ist niedriger als bei bisherigen Röhrenverstärkern.

Der Studioregler W 744, der gemäß dem gewählten Pegeldiagramm einen Eingangspegel von —12 dB erhält, besitzt für den Stereobetrieb einen Doppel-Kohleschichtregler (Gleichlauf ≦0,5 dB im Skalenbereich +5 ··· —25 dB) mit nachgeschalteten Transistorverstärkern. In der Regler-Normalstellung = Arbeitsstellung ist keine Dämpfung vorhanden, was auch durch entsprechenden Aufdruck gekennzeichnet ist. Er enthält ferner Signalisierungsmöglichkeiten.

Das Anschaltgerät S 703 ermöglicht, die Regler in beliebiger Folge zu einigen Gruppen in der Art eines Kreuzschienenfeldes zusammenzuschalten. In dem gewählten Schienenwahlsystem ist die Anschaltung an vier Programm-Sammelschienen möglich. Ferner können in diesem Baustein Tonsignalanteile an weitere vier Schienen geschaltet werden, und zwar zwei vor und zwei hinter den Vorreglern. Diese Schienen sind für die Abnahme zum Halleinspiel bzw. Abhören vorgesehen. Dabei werden diese Schienen in Produktionsstudios nur in den seltensten Fällen zum Abhören benutzt (lediglich zum kurzzeitigen Eingrenzen von Störungen); dies ist dagegen im Sendebetrieb bei Übernahmen zur Kontrolle bei geschlossenem Regler üblich. Bei Musik- und Hörspielaufnahmen werden diese Signalanteile auch zum Einspielen in das Studio, z. B. bei Synchronisationen, benötigt. Das Schienenwahlsystem ermöglicht bei guter Übersichtlichkeit die gewünschten Anschaltungen für monofone Mehrkanaltechnik und Stereobetrieb. Die Knotenpunktdämpfung ist dabei konstant und unabhängig von der Anzahl der angeschalteten Vorwege. Die Knotenpunktdämpfung wird durch Transistorverstärker V 741 ausgeglichen. Den Anschluß des Übertragungsweges bildet wie üblich ein Trennverstärker, in diesem Fall vom Typ V 742. Der Eingangswiderstand ist >23 kΩ; der Ausgangspegel ist umschaltbar von +6 dB bis +15 dB.

Die Geräte V 741, W 744 und S 703 bilden das Hauptmischfeld der Regieeinrichtung und sind, wenn man an große Anlagen mit 24 Vorreglern denkt, in beachtlicher Stückzahl vorhanden. Dennoch illustriert die Gegenüberstellung von Bild 7 zu den folgenden Bildern 8 und 9 unsere Auffassung, daß dem Hauptmischfeld nicht mehr die alleinige Bedeutung innerhalb der Regieanlage zukommt; sie zeigt aber auch, welche umfangreiche Arbeit notwendig war, um die zahlreichen Einheiten für die Bearbeitung, Überwachung, Steuerung und Signalisierung zu entwickeln, die im folgenden nur kurz aufgezählt werden können:

Geräte zur Tonsignalverarbeitung:

Das Universalfilter W 732 besitzt unabhängig voneinander einstellbare Höhen- und Tiefenanhebung und -absenkung sowie Präsenz- und Absenzfilter. Anhebungen und Absenkungen sind in 2-dB-Stufen bis zu 12 dB möglich. Im Gegensatz zu bisher meist verwendeten Filtern kann in allen Fällen zwischen elf Frequenzen zur Anhebung bzw. Absenkung bzw. Präsenz gewählt werden. Durch einen eingebauten Transistorverstärker stellt es ein aktives Filter dar.

Das Richtungsregelgerät W 760 dient zur Richtungsbeeinflussung beliebiger Eingangssignale (M/S, X/Y, A/B). Am Ausgang kann zwischen X/Y und M/S gewählt werden (vorzugsweise sollte in Stereoanlagen in X/Y-Technik gearbeitet werden). Das Gerät kann auch als Umsetzer zur Matrizierung verwendet werden. Die Grunddämpfung wird ebenfalls durch eingebaute Transistorverstärker ausgeglichen.

Der Knotenpunkt-Baustein W 705 dient zur Mischung von vier Signalen, z. B. Signalanteilen zum Halleinspiel oder zum Abhören einer Vierspurmaschine u. ä.

Das Filter W 733 für Hallwege ist ein Hoch- und Tiefpaß mit umschaltbaren Grenzfrequenzen und Sperrdämpfungen bei größerer Steilheit als beim W 732. Es wird vor der Nachhalleinrichtung eingesetzt. Nach der Halleinrichtung wird das Universalfilter W 732 verwendet, mit dem die Nachbildung des Frequenzverlaufs der Nachhallzeit eines Aufnahmesaales möglich ist, damit sich z. B. der Klang eines Orchestermikrofones mit dem zusätzlich verhallten Klang eines Solistenmikrofones gut mischen läßt.

Der Regelverstärker V 713 enthält einen umschaltbaren Kompressor und einen Begrenzer. Er schließt durch seine universelle Ausführung eine Lücke in der bisherigen Studiotechnik. Unter anderem ist eine Umschaltung des Kompressionsgrades in mehreren Stufen (1; 1,5 und 2) möglich sowie eine stufenlose Einstellung des Kompressionseinsatzpunktes (Arbeitsbereiches). Die Ansprechzeit ist von 1 ms bis 20 ms einstellbar, die Ausregelzeit (Rücklaufzeit) von 0,3 ··· 1,5 s. Das Gerät wird nicht in die Regieplatte eingebaut, da es auf Grund der Forderungen dafür zu umfangreich ist. Die Umschaltung der wichtigsten Funktionen erfolgt mittels des Bediengerätes F 713. Die Anzeige des Arbeitspunktes erfolgt auf einem Lichtzeiger-Aussteuerungsinstrument J 713.

Bild 8 zeigt die Geräte für die Kontroll- und Überwachungswege:

Anschaltgerät S 710 für zehn Punkte, einkanalig. Es wird für die monofonen Abhörpunkte verwendet.

Anschaltgerät S 720 für zehn Punkte, zweikanalig; es wird für die stereofonen Abhörpunkte verwendet.

Zu einer Gruppe dieser Anschaltgeräte gehört jeweils ein Auslösegerät S 712.

Der einkanalige Lautstärkeregler W 702 wird u. a. für Einspielwege verwendet. Er regelt in 1,5-dB-Stufen und enthält die Elemente zum Abschalten des Lautsprechers bei offenem Mikrofonregler und Dämpfung bei Kommandogabe.

Der Lautstärkeregelbaustein W 701 ermöglicht in Verbindung mit einem (links daneben noch einmal gezeigten) Studioregler vielseitige Regelvorgänge bei Stereobetrieb. Außer der stufenlosen Lautstärkeregelung mit dem Studioregler ist für Vergleichszwecke Phasenwechsel und Seitenwechsel der Kanäle möglich. Mittels eines Umsetzers kann man aus X/Y-Signalen das kompatible Signal M oder auch S einzeln gewinnen und auf einer dritten Abhöreinrichtung zwischen den beiden für Stereowiedergabe abhören. Balance- und Mittenregler sowie einstellbare Vordämpfung gestatten definierte Verschiebung der Pegel bzw. Lautstärkeanpassung der drei Abhöreinrichtungen untereinander.

Der Lautsprecher- und Verstärkereinsatz O 701 dient zum vor-Regler-Abhören bzw. für Kommandos.

Zu den Überwachungsgeräten gehören ferner die (hier nicht gezeigten) Geräte U 717 (Aussteuerungsmesser) und J 725 (Doppel-Lichtzeiger-Aussteuerungsinstrument).

Der Aussteuerungsmesser U 717 ist für Gestelleinbau (im Regiepult) vorgesehen und ebenfalls für Stereobetrieb eingerichtet. Entweder arbeiten zwei Geräte getrennt zur Überwachung von Links- und Rechts-Signalen auf das Doppel-Lichtzeigerinstrument J 725, oder aber elektrisch gekuppelt, wobei nur der Maximalpegel eines der beiden Kanäle auf einem

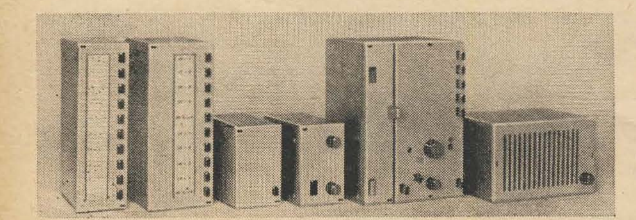


Bild 8: Neue Tonstudiotechnik: Geräte für die Kontroll- und Überwachungswege

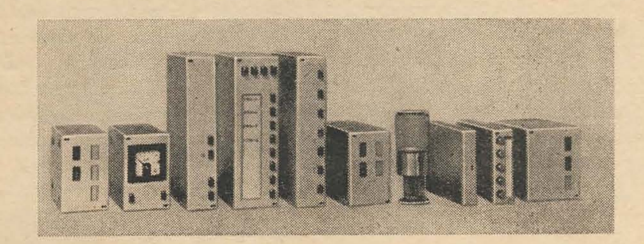


Bild 9: Neue Tonstudiotechnik: Geräte für Steuerungs- und Signaleinrichtungen

oder auch beiden Meßwerken angezeigt wird. Das ebenfalls transistorisierte Gerät besitzt die schon in der Röhrentechnik bekannten Daten:

Eingangsscheinwiderstand ≧ 10 kΩ (symm.),
Integrationszeit (Ansprechzeit) 10 ms,
Abklingzeit 1,5 s

Bild 9 zeigt die wichtigsten Steuerungs- und Signaleinrichtungen:

S 702 — Tastensatz für Hallwahl (zur Auswahl einer aus mehreren Nachhalleinrichtungen)
F 710 — Bediengerät für Nachhalleinrichtungen (z. B. bei der Hallplatte, zur Steuerung der Nachhallzeit)
S 713 — Auslösegerät für Einspiel- bzw. Abhörschienen des Anschaltgerätes S 703
S 730 — Anschaltgerät für 4 × 8 Punkte (z. B. für Verteilung von Regelverstärkern auf 2 Doppel-Aussteuerungsinstrumente)
F 741 — Fernsteuergerät für Magnetbandtransportwerke
F 709 — Schalteinrichtung für Lichtsignale (in Verbindung mit F 708)
F 708 — Lichtsignalsäule (zur Signalisierung der Farben Rot und Gelb)
F 725 — Signalumsetzgerät (z. B. um die Signaleinrichtung des Studioreglers zusammen mit Signallampen größerer Leistung benutzen zu können)
N 701 — Sicherungsbaustein (in Verbindung mit Netzgeräten)
N 703 — Baustein für Sicherungskontrolle

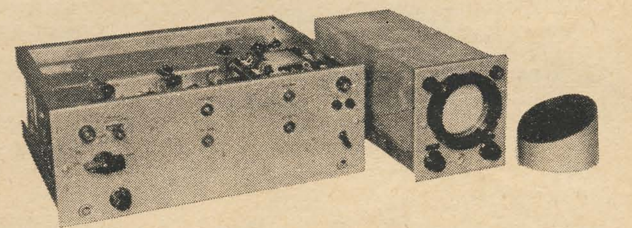
Zur Stromversorgung der aufgezählten Geräte dienen spezielle Netzgeräte, welche die Anlage zentral versorgen. Im mobilen Einsatz ist Batteriebetrieb möglich.
Von der Beschreibung weiterer Geräte, z. B. zahlreichen Relais-Halbleiterbausteinen für Schalt- und Steueraufgaben, muß in diesem Rahmen abgesehen werden.
Diese Übersicht sollte zeigen, daß mit der neuen Tonstudiotechnik des RFZ eine den höchsten Anforderungen genügende Konzeption und Geräteauswahl zur Verfügung steht, die moderne Produktionsmethoden unter Anwendung der Mehrkanaltechnik erlaubt. Für Sonderaufgaben (Übertragungsdienst, Forderungen anderer Rundfunkorganisationen usw.) werden noch weitere Bausteine vorbereitet. Im Vergleich mit den in den letzten Jahren in verschiedenen Ländern entstandenen neuen transistorisierten Anlagentechniken dürfte die beschriebene Auswahl an Geräten hinsichtlich der Vollständigkeit und Kombinationsfähigkeit wie auch in bezug auf die Leistungsfähigkeit der einzelnen Bausteine das gegenwärtige Optimum darstellen.

Stereo-Magnetbandgerät

Als Ergebnis einer völligen Neuentwicklung eines Magnetbandtransportwerkes und der dazugehörigen Verstärker entstand auch eine Ausführung eines neuen Stereomagnetbandgerätes. Unter Verwendung von Halbleitern arbeitet dieses Gerät mit kontaktloser Steuerung sämtlicher Funktionen und besitzt hervorragende technische Eigenschaften.
Auf der Vorderseite sind hinter einer Klappe mit Magnetverriegelung die Einstellelemente der Verstärker gut zugänglich.
Das Anschlußfeld (Steckerleisten und Rundsteckverbindungen) befindet sich auf der hinteren Seite.
Mit Rücksicht auf den mobilen Einsatz im Übertragungsdienst erfolgt die Stromversorgung aus einer 24-V-Quelle. Für die Verwendung im Studiobetrieb ist ein spezielles Netzgerät vorgesehen. Auf Grund der hohen Qualität der Transportwerk- und Verstärkereigenschaften ist das Gerät besonders für Musik-Archiv-Produktionen (Mono und Stereo) geeignet.

Stereo-Sichtgerät (Goniometer)

Bei der stereofonen Schallübertragung treten gegenüber der monofonen Technik eine Reihe neuer Effekte auf, die durch die Abhängigkeit und gegenseitige Beeinflussung der beiden Übertragungskanäle hervorgerufen werden. Eine Veränderung der Stereosignale, ob sie nun durch Regelvorgänge (z. B. mit einem Richtungsmischer) oder durch unbeabsichtigte bzw. unerwünschte Fehler der Übertragungskette entsteht, wirkt sich entsprechend auf das endgültige stereofone Klangbild aus (z. B. Polungsfehler, Phasendifferenzen, Pegeldifferenzen, Übersprechen zwischen beiden Kanälen, Ausfall einer Signalkomponente u. a. m., die in der bisherigen monofonen Aufnahme- und Wiedergabetechnik praktisch keine Bedeutung hatten). Solche Änderungen sind zwar subjektiv wahrnehmbar, eine eindeutige Feststellung der Ursache ist jedoch oft auch für geübte Ohren sehr schwer, wenn nicht unmöglich.
Hieraus ergibt sich die Forderung nach einer zusätzlichen objektiven Kontrollmöglichkeit, die es gestattet, Rückschlüsse auf die Beschaffenheit des stereofonen Signals zu ziehen, um damit Relationen zur subjektiven Wahrnehmung zu erhalten.
Eine solche Möglichkeit bot sich in dem erstmalig von Lauridsen beschriebenen Goniometerverfahren zur Untersuchung raumakustischer Probleme an. Dabei werden das M-(Summen-) und S-(Differenz-) Signal einer Stereoinformation jeweils den Vertikal- und Horizontalplatten einer Katodenstrahlröhre zugeführt.
Ein entsprechendes Gerät wurde im RFZ in Einschubform gebaut; es eignet sich zum Einbau in Regietische sowie auch zum externen Betrieb in einem separaten Gehäuse (Bild 10 [3]).
Elektrisch besteht das Goniometer im wesentlichen aus einer (umschaltbaren) Matrizierungsschaltung am Eingang, zwei gleichartig aufgebauten Verstärkerkanälen zur Erzeugung der notwendigen Ablenkspannungen und dem Anzeigeteil.
Der Aufbau der Schaltung wurde so gewählt, daß sich eine sinnfällige Zuordnung zwischen Eingangssignal und Abbildung bei den verschiedenen Möglichkeiten der Modulationsverteilung ergibt, die bei entsprechender Stellung des Betriebsartenschalters gleichermaßen für X/Y- und M/S-Eingangssignale gilt. Zur Kontrolle des Phasenganges bei Betriebsmessungen an Anlagen und Einzelgeräten wurde die Schaltung entsprechend für Phasenmessungen erweitert.
Aus der Form der Oszillogramme können Rückschlüsse auf die Zusammensetzung der Stereosignale gezogen werden. Eine ausgeglichene Richtungsverteilung, wie sie normalerweise bei Musikaufnahmen angestrebt wird, ergibt ein gleichmäßig verteiltes Bild (Sunburst-Effekt). Neben der Überwachung der Richtungsverteilung, die z. B. wichtige Hinweise über ständige Schwerpunktverlagerungen und auch vor allem über das Verhältnis zwischen M- und S-Signal vermittelt, sowie der Kontrolle von Übersprechverhältnissen und der Phasenverteilung, ist das Gerät auch für die meßtechnischen Überprüfungen von Regieanlagen vom Mikrofon bis zum Lautsprecher unentbehrlich geworden (Pegelabgleich, Phasenmessung, Taumelung von Stereo-Magnettonköpfen usw.).


Bild 10: Stereo-Sichtgerät (Goniometer)

Meßsignalgeber

Bei der HF-Übertragung stereofoner Signale ergibt sich eine Reihe zusätzlicher Probleme beim Abgleich der Rundfunkempfänger. Dies bezieht sich sowohl auf den HF- als auch auf den NF-Teil (einschließlich Decoder) der Empfangsanlage. So macht es sich z. B. erforderlich, eine Kontrolle der Seitenrichtigkeit, der Phasenlage beider Kanäle untereinander, des Ausgangspegels, der beiden Kanäle, des Übersprechens, der Verzerrungen usw. durchzuführen. Es ist am zweckmäßigsten, ein solches Prüfsignal — ähnlich einem Testbild beim Fernsehen — vom (UKW)-Sender ausstrahlen zu lassen. Das Signal muß so beschaffen sein, daß die wesentlichen Messungen und Kontrollen relativ einfach durchgeführt werden können, d. h., es muß sich um ein bestimmtes Programm handeln, das sich ständig wiederholt.
Hierzu wurde ein automatischer Meßsignalgeber entwickelt, der entweder beim für Stereosendungen vorgesehenen UKW-Sender oder im Funkhaus aufgestellt wird. Von dem letzteren Fall wird Gebrauch gemacht, wenn der Kabelweg Funkhaus—Stereosender bei den Versuchen ständig mit kontrolliert werden soll [3].
Es ist dabei das nachstehende Programm vorgesehen, dessen Durchlauf etwa 4′20″ erfordert, worauf es sich laufend wiederholt.

Meßsignalfolge:

A: Prüfung der Phasenrichtigkeit des Decoders

Kanal I Kanal II	je 1000 Hz / + 6 dB gegenphasig (maximaler Ausgangspegel am Decoder ist ein Kriterium für richtige Einstellung der Pilotphase)

Dauer: 50 Sekunden

B: Prüfung der Seitenrichtigkeit
Kanal I (links) 400 Hz / +6 dB
Dauer: 10 Sekunden
Kanal II (rechts) 1000 Hz / +6 dB
Dauer: 10 Sekunden

C: Messung von Pegel, Übersprechen, Klirrfaktor usw.
Kanal I 1000 Hz / +6 dB
Dauer: 60 Sekunden
Kanal II 1000 Hz / +6 dB
Dauer: 60 Sekunden

D: Kurze Überprüfung beider Kanäle bei Doppelmodulation
Kanal I 400 Hz / +6 dB } gleichzeitig
Kanal II 1000 Hz / +6 dB }
Dauer: 20 Sekunden

E: Prüfung der Phasenlage
Kanal I } je 1000 Hz, gleichphasig
Kanal II } +6 dB
Dauer: 10 Sekunden
Kanal I } je 400 Hz / +6 dB, gegenphasig (richtige Phasenlage ergibt
Kanal II } Auslöschung des Summen- bzw. Monosignals)
Dauer: 10 Sekunden



Bild 11: Stereo-Meßsignalgeber

F: Messung des Störpegels
Kanal I und II kurzgeschlossen
Dauer: 30 Sekunden

Aufbau des Gerätes

Wie Bild 11 zeigt, wurde bei dem ersten Muster zur schnellen Realisierung z. T. auf vorhandene Geräte zurückgegriffen, die in ein kleines fahrbares Gestell eingebaut wurden. Der eigentliche Steuerteil besteht aus einem Takt- und einem Programmgeber (untere Einschübe).

Der vom Taktgeber angesteuerte Programmgeber enthält die Relais zum Aufschalten der einzelnen Frequenzen auf den jeweiligen Kanal.

Im oberen Teil des Meßsignalgebers befindet sich ein Bedienungsfeld, in dem außer einem Kontrollausgang (z. B. für Kopfhörer), einem Kontrollinstrument und dem Netzschalter ein Wahlschalter untergebracht ist, um schnell entweder das Meßprogramm oder das Stereoprogramm vom Funkhaus zum Koder und Sender durchschalten zu können. Mit zwei Tongeneratoren können die gewünschten Frequenzen (inkohärent) eingestellt werden. Es wurden durchstimmbare Generatoren verwendet, damit in Sonderfällen auch der gesamte Frequenzgang des NF- und HF-Weges überprüft werden kann.

Weitere Geräte erhalten durch die Verwendung von Tongeneratoren in der Größe eines 1/4-Einschubes kleinere Abmessungen.

Halbleiterbestückter Samplingvorsatz für Oszillografen Teil 1

GÜNTER REISSMÜLLER

Mitteilung aus dem Halbleiterwerk Frankfurt/O., Werkteil Stahnsdorf

Allgemeines

Im Zuge der technischen Entwicklung gelangt man in der Impulstechnik zu immer kürzeren Schaltzeiten, zu deren Bestimmung Impulsoszillografen mit großem Auflösungsvermögen und hoher Empfindlichkeit benötigt werden. Diese sind unbedingt dann erforderlich, wenn es gilt, Bauelemente der Impulstechnik in der Schaltungstechnik optimal einzusetzen und bestimmte Schlüsse auf ihre weitere technische Vervollkommnung zu ziehen.

Die beiden wichtigsten Kenngrößen eines Impulsoszillografen sind Anstiegszeit und Anzeigeempfindlichkeit. Übliche Oszillografen enthalten entsprechende Breitbandverstärker. In diesem Fall sind Empfindlichkeit und Anstiegszeit voneinander abhängig. Bei vertretbarem Aufwand läßt sich die Anstiegszeit nur auf Kosten der Anzeigeempfindlichkeit verringern.

Umgeht man den Verstärker und untersucht das Signal direkt an den Ablenkplatten der Oszillografenröhre, so erreicht man bei konventionellem Aufbau des Elektrodensystems eine Anstiegszeit von etwa 1,5 ns, bei besonderem Aufbau, unter Verwendung eines Ablenksystems mit Wanderwellenleitung, 0,8 ns und weniger.

Obwohl die auf diese Weise erreichte Auflösung der angeführten geringen Anstiegszeiten z. Z. für die meisten Fälle noch als ausreichend empfunden wird, ist doch die Empfindlichkeit trotz der Möglichkeit optischer und elektronenoptischer Vergrößerung im allgemeinen zu gering.

Ein völlig neues Abbildungsprinzip ergibt sich durch die Anwendung des stroboskopischen Effektes. Diese Möglichkeit besteht allerdings nur dann, wenn der Verlauf eines sich wiederholenden Vorganges untersucht werden soll. Die Wiederholung kann dabei in periodischer oder statistisch variierender Form erfolgen. Wie beim bekannten Lichtblitzstroboskop werden dem Auge hintereinander bestimmte Momentanwerte sichtbar gemacht. Diese Momentanwerte ergeben, längs einer Zeitachse aufgereiht, punktweise den Verlauf des zu untersuchenden Vorganges. Das ist das Prinzip des Sampling-Oszillografen, für den sich auch die Bezeichnung Abtastoszillograf eingeführt hat.

Die Entnahme der Momentanwerte erfolgt mittels einer speziellen Tor- oder Abtastschaltung, von der gefordert werden muß, daß sie eine möglichst hohe Grenzfrequenz besitzt, um auch noch sehr steile Impulsflanken aufzulösen. Die Empfindlichkeit wird im allgemeinen nur durch das Rauschverhalten der Abtastschaltung begrenzt und kann mitunter sehr weit getrieben werden. Man erkennt, daß bei dieser Art der oszillografischen Darstellung keine Verknüpfung von Empfindlichkeit und Anstiegszeit vorhanden ist. Mit diesem Prinzip lassen sich im allgemeinen einwandfrei Anstiegszeiten von einigen Nanosekunden bei einer Anzeigeempfindlichkeit von 10 mV/cm, bei Spitzengeräten Bruchteile von Nanosekunden im Millivoltbereich bestimmen.

Verzerrungsfreies System mit Frequenzbandbegrenzung

Legt man an den Eingang eines verzerrungsfreien Übertragungssystems mit unendlich großer Bandbreite eine Sprungfunktion, so erscheint auch am Ausgang dieses Systems die um den Wert der Gruppenlaufzeit t_g verspätete, aber in ihrer Form unveränderte Funktion (Bild 1a). Die in der Praxis vorhandenen Systeme, z. B. Verstärker, besitzen in jedem Falle eine Frequenzbandbegrenzung. Eine ideal steile Sprungfunktion am Eingang erscheint dann am Ausgang in ihrer Flanke abgeschrägt, und zwar um so mehr, je geringer die Bandbreite ist (Bild 1b). Es ergibt sich ein Einschwingvorgang. Setzt man auch hier wieder ein verzerrungsfreies, d. h. phasenlineares Tiefpaßsystem mit konstantem Übertragungsfaktor innerhalb der Bandbreite und weiterhin eine geradlinige Frequenzbandbegrenzung voraus, so erhält man nach [1] als Beziehung zwischen Einschwingzeit und Grenzfrequenz die Beziehung nach Küpfmüller und Nyquist

$$\tau_o = \frac{1}{2 f_g} \qquad (1)$$

Die Einschwingzeit τ_o ist auf folgende Weise

festgelegt: Nähert man die Flanke der Schrittfunktion durch ihre Tangente an, dann ist die Zeitdauer, die vom Schnittpunkt dieser Tangente mit dem Anfangswert und dem Endwert verstreicht, die Größe τ_0. Nun ist es in der Praxis üblich, die Anstiegszeit τ vom 0,1- bis zum 0,9fachen Endwert zu messen. Aus Gl. (1) wird dann

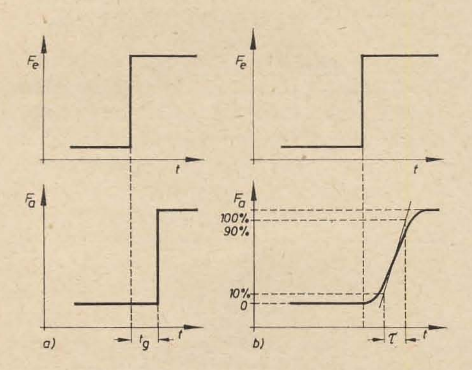


Bild 1: Vergleich zwischen Eingangsfunktion F_e und Ausgangsfunktion F_a verzerrungsfreier Systeme bei idealer Breitbandigkeit a) und bei Bandbreitenbegrenzung b)

$$\tau = 0,4 \frac{1}{f_g} \qquad (2)$$

Die Übertragungsfaktoren der meisten in der Praxis vorhandenen Systeme nähern sich weitgehend dem Gaußschen Übertragungsfaktor an. Für diesen Fall läßt sich eine Beziehung zwischen 3-dB-Grenzfrequenz und Anstiegszeit finden [2]:

$$\tau = 0,34 \frac{1}{f_g} \qquad (3)$$

Da hierbei keine geradlinige Bandbreitenbegrenzung vorliegt, stehen zur Übertragung der Sprungfunktion noch gewisse, wenn auch abgeschwächte höherfrequente Anteile zur Verfügung. Daher liefert Gl. (3) gegenüber Gl. (2) günstigere Ergebnisse.

Gl. (3) gibt eine Möglichkeit der Abschätzung, welche Bandbreite von einem Oszillografenverstärker gefordert wird, der eine vorgegebene Flankensteilheit auflösen soll. Bei 1 ns Anstiegszeit ist nach Gl. (3) eine Bandbreite von 340 MHz erforderlich. Abgesehen von der Notwendigkeit einer speziellen Oszillografenröhre ist zu bedenken, welchen Umfang ein solcher Verstärker besitzen muß, wenn er außerdem noch die für eine hinreichende Empfindlichkeit erforderliche Spannungsverstärkung haben soll. Damit ist noch einmal darauf hingewiesen, welch erheblicher Aufwand zur Lösung dieses Problems in der konventionellen Impulsoszillografentechnik erforderlich ist.

Die Arbeitsweise des Sampling-Oszillografen

Der dem Oszillografen vorgeschaltete Samplingvorsatz besteht aus einem Impulsteil und einer in einem getrennten Gehäuse (Tastkopf) untergebrachten Abtastschaltung, die möglichst nahe an das Meßobjekt herangebracht wird.

Bild 2 gibt einen Überblick über die wichtigsten Vorgänge. Der Abtastvorgang wird durch einen Triggerimpuls a) ausgelöst. Am Tastkopf liegt das zu untersuchende Signal b). Dabei muß der Triggerimpuls gegenüber dem Signal einen zeitlichen Vorlauf haben, um die Verzögerung im Impulsteil des Gerätes, die bei der hier beschriebenen Ausführung etwa 500 ns beträgt, auszugleichen. Der Triggerimpuls a) bewirkt die Auslösung von Nadelimpulsen c), deren gegenseitiger zeitlicher Abstand nach jedem Impuls um einen kleinen Wert Δt verändert wird.

Mit Hilfe dieser Nadelimpulse wird die Torschaltung kurzzeitig geöffnet und von dem Signalspannungsverlauf ein bestimmter Augenblickswert d) entnommen. Ein jeder Signalimpuls b) wird an einer anderen Stelle seines Kurvenverlaufs abgetastet, die sich von der vorhergehenden um Δt unterscheidet.

Δt kann dabei positiv oder negativ sein. Im ersten Fall wird der Signalimpuls, beginnend an der Vorderflanke über das Impulsdach in Richtung zur Rückflanke, abgetastet, im zweiten Fall in umgekehrter Richtung. Bei dem beschriebenen Gerät ist Δt negativ.

Die von der Torschaltung gelieferten Impulse d) werden verstärkt und bis zum Eintreffen des jeweils nächsten Impulses gedehnt e). Betrachtet man diese Impulsfolge über eine längere Zeitdauer, so ergibt sich Bild g). Man erkennt, daß die Hüllkurve dieser Impulsfolge den Verlauf der Signalamplitude wiedergibt.

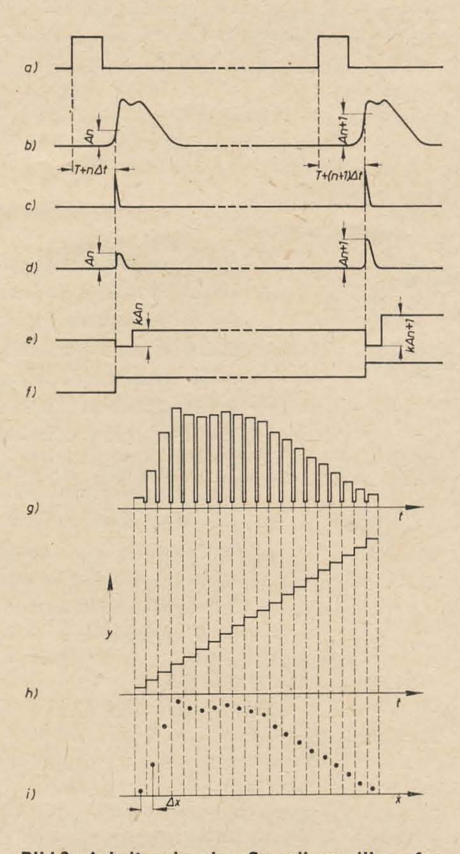


Bild 2: Arbeitsweise eines Samplingoszillografen. Triggerimpuls a) löst den Abtastvorgang aus. Die darzustellende Signalspannung b) wird von den die Abtastschaltung öffnenden Nadelimpulsen c), deren gegenseitiger zeitlicher Abstand sich jeweils um die Größe Δt verändert, in ihrem Verlauf abgetastet. Die resultierende, mit dem Signalspannungsverlauf amplitudenmodulierte Impulsfolge d) wird auf einen entsprechenden Wert verstärkt. Die Einzelimpulse werden während der jeweils folgenden Impulspause gespeichert e), g). Die die Horizontalablenkung bewirkende Treppenspannung f), h) bewegt den Leuchtfleck in der kurzen Zeit zwischen zwei gespeicherten Impulsen auf dem Leuchtschirm um die Strecke Δx. Der Verlauf der Signalspannung wird in Form einer Punktreihe wiedergegeben i)

Gleichzeitig mit der Auslösung der Nadelimpulse c) erfolgt eine stufenweise Erhöhung der Treppenspannung f) bzw. h), die zur Horizontalablenkung des Elektronenstrahles dient. Während des Eintreffens eines Impulses g) an den Meßplatten des Oszillografen bleibt die Ablenkspannung konstant. Damit erfolgt die Abbildung auf dem Leuchtschirm in Form eines Punktes. In der kurzen Übergangszeit zum nächsten Impuls ändert sich die Ablenkspannung sprunghaft, so daß dieser Impuls, um die Strecke Δx in horizontaler Richtung versetzt, zur Abbildung kommt. Der Verlauf der Signalspannung wird in Form einer Punktreihe i) auf dem Oszillografenschirm abgebildet.

Soll die Abbildung mit einer höheren Punktdichte erfolgen, so muß dafür gesorgt werden, daß die Spannungssprünge der Treppenspannung, die auch die Größe von Δt bestimmen, in ihrer Höhe geringer werden. Ist Δt negativ, so hat auch die Treppenspannung ein entsprechendes Vorzeichen.

Die Vorteile dieses Verfahrens bei steilen Impulsflanken liegen auf der Hand. Zur Verstärkung gelangt eine Impulsfolge von allgemein recht niedriger Folgefrequenz, die z. B. bei der Untersuchung des Schaltverhaltens von Transistoren im 100-Hz-Bereich liegt. Die erforderliche Grenzfrequenz des Verstärkers ist daher nicht hoch und kann ohne Schwierigkeiten erreicht werden, zumal eine Dehnung der Impulse den Bestrebungen entgegenkommt.

Eine Dunkelsteuerung des Elektronenstrahls während der Punktrücklauftastung ist nicht erforderlich, da dieser Vorgang innerhalb einiger Mikrosekunden abläuft, die Abbildung eines Punktes aber, z. B. bei 100 Hz Impulsfolgefrequenz, über eine Zeit von 10 ms erfolgt. Bei normaler Helligkeitseinstellung des Oszillografenbildes sind die Rücklaufflanken überhaupt nicht sichtbar.

Bei Vergleich der Zeitbasen von b) und g) erkennt man, daß durch die Anwendung des Abtastprinzips scheinbar eine beträchtliche Dehnung des Vorgangs erreicht wird, die je nach den gestellten Forderungen bei 10^6 oder noch höher liegt. Durch diese Dehnung ist es möglich, zur Darstellung hochfrequenter Impulssignale nach der erfolgten Umsetzung durch das Gerät einen gewöhnlichen Niederfrequenzoszillografen zu benutzen.

Beschreibung des Blockschaltbildes (Bild 3)

Die Schaltung entspricht in ihrem Prinzip der in [3] angegebenen. Es war zu untersuchen, in welchem Umfang Transistoren der eigenen Produktion Verwendung finden können.

Das von außen zugeführte Triggersignal löst in der Triggerstufe einen Impuls bestimmter Form und Größe aus, dessen Breite durch einen von der zentralen Steuerstufe gelieferten Sperrimpuls bestimmt wird. Der Impuls der Triggerstufe gelangt über eine Verzögerungsschaltung zum Rampengenerator. Dort wird ein breiter Rechteckimpuls erzeugt, der über ein RC-Glied integriert am Emitter des Komparators liegt.

Von ihm aus erfolgt einmal die Auslösung der zentralen Steuerstufe, die bewirkt, daß über eine Ladestufe die Horizontal-Ablenkkapazität mit jedem eintreffenden Impuls um einen bestimmten Spannungssprung negativer auf-

geladen wird. Die auf diese Weise entstehende Treppenspannung liegt über eine Trennstufe wieder an der Basis des Komparators. Je negativer diese Basisvorspannung ist, um so früher erfolgt die Auslösung des Komparators durch die am Emitter anliegende integrierte sägezahnförmige Spannung. Auf diese Weise entsteht die erforderliche zeitliche Verschiebung der Einzelimpulse für die Abtastung. Δt hat negatives Vorzeichen.

Weiterhin triggern die vom Komparator gelieferten Ausgangsimpulse einen Nadelimpulsgenerator, der die kurzzeitige Öffnung der Torschaltung bewirkt.

Die mit der Signalspannung amplitudenmodulierten Ausgangsimpulse der Torschaltung werden vom Breitbandverstärker verstärkt und dem Impulsdehner zugeführt. Beim Eintreffen eines neuen Impulses wird der vorhergehende gespeicherte Impuls gelöscht. Das geschieht mittels der Punktrücklauftastung. Die beiden letzten Stufen erhalten die notwendigen Steuerimpulse von der zentralen Steuerstufe. Über eine Trennstufe gehen die gedehnten Impulse an den y-Verstärker des NF-Oszillografen.

Die Treppenspannung über der Horizontal-Ablenkkapazität wird über Trennstufe, Treiber und Endstufe auf den erforderlichen Wert verstärkt und der Endstufe der Horizontalablenkung des Oszillografen zugeführt. Ist die Spannung am Kondensator auf einen entsprechenden negativen Wert abgesunken, d. h., hat der Leuchtfleck den Rand des Ablenkbereichs erreicht, dann wird der Kondensator mittels der Horizontal-Rücklauftaststufe kurzzeitig entladen, und die Abbildung des Vorgangs beginnt von neuem.

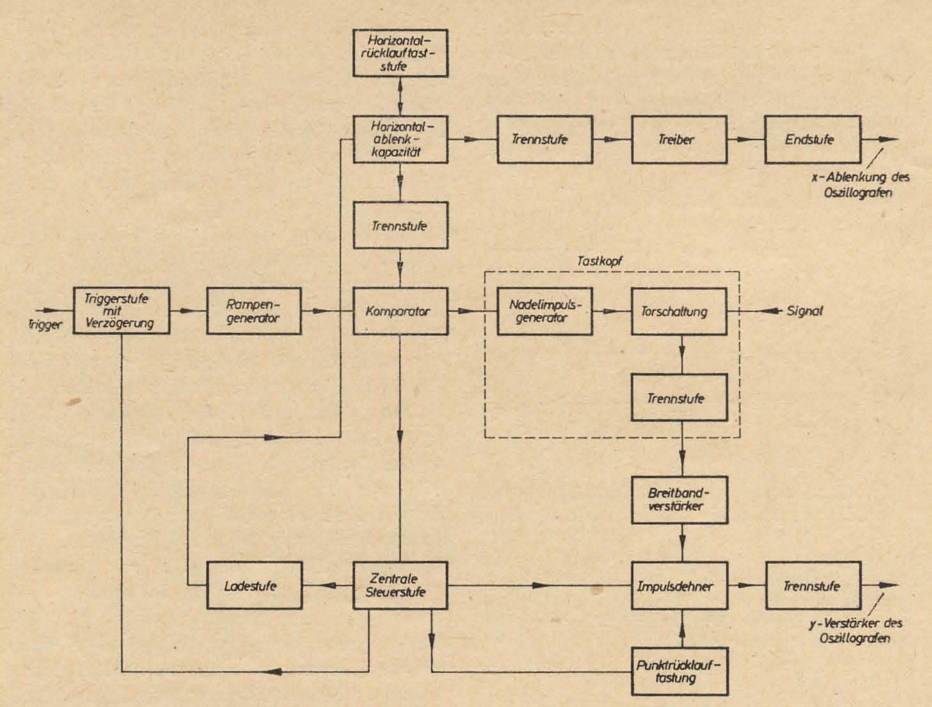


Bild 3: Blockschaltbild des Samplingvorsatzes

Kofferempfänger „Stern 3" als Verkehrsfunkempfänger für 74 MHz

HAGEN JAKUBASCHK

Für verschiedene Funkempfangsversuche im 74-MHz-Verkehrsfunkband wurde ein tragbarer 74-MHz-Transistorempfänger mittlerer Empfindlichkeit benötigt, der als Gegenstelle für den in [1] genannten Sender dienen sollte. Die Anschaffung eines speziellen 74-MHz-Verkehrsfunkempfängers für diese Versuche erschien nicht lohnend. Deshalb wurde ein vorhandener UKW-Kofferempfänger „Stern 3" mittels eines 74-MHz-Konverters ergänzt. Da ein solcher Konverter einfach aufzubauen ist und sich als „Vorsetzer" für jeden normalen UKW-Empfänger eignet, soll der für den vorliegenden Anwendungsfall gebaute Konverter beschrieben werden. Sinngemäß läßt er sich auch jedem anderen UKW-Empfänger anfügen und erweitert diesen dann zu einem 4-m-Verkehrsfunkempfänger mittlerer Empfindlichkeit. In die eigentliche Empfängerschaltung sind dabei keinerlei Eingriffe notwendig. Mit anders dimensionierten Schwingkreisen ist er auch für andere Frequenzbereiche (2-m-Amateurfunkband) verwendbar.

Das Prinzip

Im Prinzip ist der Konverter ein Hilfsüberlagerer und insofern einer selbstschwingenden Mischstufe sehr ähnlich. Der Oszillator schwingt auf einer Frequenz von etwa 13 ··· 14 MHz, die in geringen Grenzen variabel ist. Durch Mischung mit der empfangenen Frequenz von 74 MHz ergibt sich eine „erste Zwischenfrequenz" von 87 ··· 88 MHz, die demzufolge in das tieferfrequente Ende des UKW-Rundfunkbandes fällt. Durch geringe Veränderung der Frequenz des Hilfsoszillators im Konverter kann sie auf eine der in diesem Gebiet des Bandes II vorhandenen „Senderlücken" gelegt und dort ganz normal mit dem UKW-Bereich des Empfängers übernommen und abgehört werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Konverters. T_1 arbeitet in Basisschaltung. Im Mustergerät wurde ein Importtransistor AF 115 benutzt, ebensogut verwendbar ist der datenähnliche DDR-Typ OC 883. Der Eingangskreis mit L_1 und C_1 ist auf 74 MHz festabgestimmt (bzw. auf die in diesem Band zu empfangende feste Senderfrequenz). Ein Durchstimmen erübrigt sich, da im allgemeinen nur eine Frequenz zu empfangen sein wird. Der Kreis ist im übrigen relativ breitbandig. Über 5 pF wird an ihn die Empfangsantenne für 74 MHz — eine $\lambda/4$-Stabantenne — angeschlossen. L_1 hatte im Mustergerät 5 Wdg. 1,0 CuAg mit 10 mm ∅ und 15 mm Länge. C_1 ist ein kleiner Keramiktrimmer. Über 3 pF wird die Empfangsfrequenz in den Emitter des selbstschwingenden Mischtransistors eingekoppelt. Diese Stufe schwingt auf 13 ··· 14 MHz, die frequenzbestimmenden Elemente sind L_4 und der dieser Spule parallelliegende 10-pF-Kondensator. Für diesen Schwingkreis ergibt sich eine günstige Lösung, wenn für L_4 ein Einzelkreis eines normalen 10,7-MHz-UKW-ZF-Bandfilters benutzt wird, dessen Schwingkreiskapazität auf etwa 10 pF verringert wird. Mit dem Spulenkern läßt sich dann die Resonanz des Kreises gerade in dem interessierenden Bereich zwischen 13 und 14 MHz variieren. Der zwischen Kollektor und Emitter von T_1 liegende 10-pF-Kondensator ergibt die Rückkopplung. Er erwies sich beim Mustergerät als unkritisch. Erforderlichenfalls kann er durch einen kleinen Keramiktrimmer (3 ··· 17 pF) ersetzt werden.

mit dem dann der günstigste Rückkopplungsgrad einstellbar ist.

Im Transistor kommt es zur Mischung zwischen der emitterseitig eingekoppelten Empfangsfrequenz von 74 MHz und der Oszillatorfrequenz. Von den entstehenden Mischprodukten wird mit dem Ausgangskreis die „Zwischenfrequenz" von etwa 88 MHz ausgefiltert. Die hierfür frequenzbestimmenden Elemente sind L_2 und C_2. Über L_3 wird die „Zwischenfrequenz" ausgekoppelt und dem UKW-Tunereingang des Empfängers zugeführt.

L_4 war im Mustergerät eine Einzelspule aus einem Neumann-Miniaturbandfilter Typ UZB 1 für 10,7 MHz. L_2 erhielt 4 Wdg. 1,0 CuAg, 10 mm ∅, etwa 10 mm Spulenlänge. L_3 wird mit 3 Wdg. normalem Cu-NY-Schaltdraht (etwa 0,8 mm) direkt zwischen die Windungen von L_2 gewickelt. Als Träger für beide Spulen dient ein Polystyrolstutzen oder Spulenkörper geeigneten Durchmessers ohne Kern.

Die Betriebsspannung des Konverters soll etwa 1,8 ··· 2 V betragen. Falls er als selbständiges kleines Zusatzgerät gebaut werden

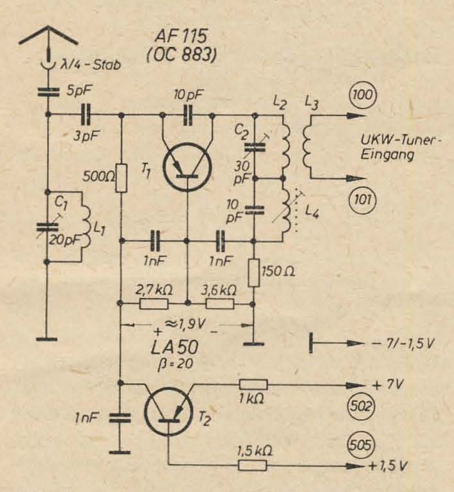


Bild 1: Schaltung des 74-MHz-Transistorkonverters

soll, bietet sich die Verwendung eines 2-V-Trockenakkus als Stromquelle an. Der Regeltransistor T_2 kann dann entfallen.

Der Aufbau

Beim Mustergerät wurde der gesamte Konverter einschließlich Regeltransistor auf einem 2 × 5poligen Lötösenbrettchen eng gedrängt aufgebaut und im Originalgehäuse des „Stern 3" seitlich des Batterieraumes so angeordnet, daß alle Abgleichpunkte nach Abnehmen der Bodenplatte zugänglich sind. Um den Konverter aus der vorhandenen Batterie versorgen zu können und um bestmögliche Frequenzstabilität zu erreichen, wurde für den Konverter mit T_2 eine einfache, aber sehr wirksame Regelung vorgesehen, wie sie im Prinzip bereits im „Stern 3" vorhanden ist (dort mit T_{10}). Im „Stern 3" liegt der Minuspol der Betriebsspannung an Masse, der Konverter im Bild 1 ist demzufolge ebenso geschaltet. Die Leitungen + 7 V und + 1,5 V führen zu den entsprechenden Potentialen in der „Stern 3"-Originalschaltung. Für diese Leitungen und für die UKW-Tunereingangsanschlüsse geben die umrandeten Zahlen die entsprechenden Anschlußpunkte auf der Leiterplatte an (vergleiche dazu die Service-Unterlagen des „Stern 3", auch [2]).

Äußerlich ist an dem so ergänzten „Stern 3" lediglich links seitlich ein kleiner Kippschalter zu sehen. Dieser Schalter — im Bild 1 nicht gezeichnet — unterbricht die nach Masse führende Konverterzuleitung (Widerstände 150 Ω und 3,6 kΩ), wenn der 74-MHz-Bereich nicht benötigt wird. Außerdem erhielt der Originalempfänger eine zusätzliche normale Telefonsteckbuchse unmittelbar neben der linken Teleskopantennen-Durchführung, die als Konverter-Antenneneingang dient und bedarfsweise die 74-MHz-Stabantenne aufnimmt. Die UKW-Dipolstäbe werden in diesem Fall eingefahren. Von der 74-MHz-Antennenbuchse führt ein kurzes Schaltdrahtstück ohne jede Abschirmung direkt zum Konverter-Eingangskreis, der auf der gleichen Geräteseite unterhalb des AM-Drehkos sitzt. Vom Ausgang des Konverters (L_3) wird ein Stück UKW-Flachbandkabel (240 ··· 300 Ω), das ganz kurz an L_3 angelötet ist, seitlich bis zur Geräteoberseite und von da längs der Leiterplattenkante bis zu den Lötstützpunkten 100/101 gezogen. Ein Abschalten dieser Zuführung erübrigt sich. Die Inbetriebnahme des 74-MHz-Bereiches erfolgt lediglich durch Zuschalten der Betriebsspannung für den Konverter.

Selbstverständlich ist diese Schaltung auch als Vorsatzgerät für netzbetriebene UKW-Empfänger brauchbar. Dann sollte aber in jedem Fall auf getrennte Batteriespeisung unter eventuellem Verzicht auf den Regeltransistor zurückgegriffen werden.

Der Abgleich

Hierzu wird zunächst am UKW-Empfänger in der Gegend um 87 ··· 88 MHz — Nähe Skalenende des Empfängers — eine Senderlücke gesucht, eine Frequenz also, auf der je nach örtlicher Empfangslage keine „Station" einfällt. Dieser Punkt wird auf der Empfängerskala zweckmäßig markiert. Nun wird der Konverter eingeschaltet, die 74-MHz-Antenne bleibt zunächst weg. Mit C_2 ist jetzt ein relativ scharf ausgeprägtes Rauschminimum zu finden. Das zunächst auf Senderlücke vorhandene Empfängerrauschen muß beim Einschalten des Konverters deutlich stärker werden und geht dann bei richtiger Einstellung von C_2 wieder bis etwa auf den ursprünglichen Wert zurück. Der Ausgangskreis C_2/L_2 ist jetzt auf die „Senderlücken"-Frequenz abgeglichen. Er wird später nicht mehr verändert. Nun wird die 74-MHz-Antenne angeschlossen und zunächst im Nahfeld des 74-MHz-Senders mit L_4 die richtige Oszillatorfrequenz eingestellt, so daß der 74-MHz-Sender jetzt auf dem markierten Punkt der Skala des UKW-Empfängers einfällt. Abschließend wird in größerer Entfernung vom Sender — behelfsmäßig auch mit abgezogener Senderantenne o. ä. verringerter HF-Senderenergie — der Eingangskreis L_1/C_1 mit dem Trimmer auf Maximum abgeglichen. Die Empfänger-Stabantenne muß hierbei aufgesteckt sein. Das Maximum ist auch bei C_1 relativ scharf ausgeprägt.

Der so abgeglichene Konverter ergibt auf 74 MHz eine Empfindlichkeit, die nicht wesentlich unter der des Originalgerätes für den UKW-Bereich liegt. Günstig tolerierte Exemplare des „Stern 3" haben Empfindlichkeiten um $< 3\,\mu V$, ähnliche Werte weisen auch übliche Heimempfänger meist auf. In diesem Fall kann mit Empfindlichkeiten für 74 MHz von 3 ··· 5 μV gerechnet werden, was für viele Anwendungsfälle bereits genügt.

Geringe Frequenzdriften des 74-MHz-Senders können mit der normalen Empfängerabstimmung ausgeglichen werden. Bei größeren Frequenzabweichungen des Senders kommt dann allerdings die Abstimmung bereits in die Frequenz des im Band II benachbarten UKW-Rundfunksenders, außerdem geraten C_2/L_2 und C_1/L_1 dann bereits außer Resonanz, und die Empfindlichkeit sinkt beträchtlich ab. Falls dann keine Gelegenheit zum Nachstimmen des Senders besteht — was der vernünftigste Weg ist — oder der Sender innerhalb des 74-MHz-Bandes einen Kanalwechsel absichtlich vornimmt, muß zunächst L_4 so nachgeglichen werden, daß der Sender auf der Empfängerskala wieder an der markierten Stelle einfällt. Anschließend werden wiederum C_2 und C_1 nachgeglichen. Der gleiche Vorgang — jedoch nur mit L_4 und C_2 — wird dann erforderlich, wenn bei veränderten örtlichen Empfangsverhältnissen auf der bis dahin benutzten „Senderlücke" im UKW-Bereich ein fremder Sender einfällt. Dann muß in seiner Nähe eine andere Senderlücke aufgesucht und der Konverter mit L_4, danach mit C_2 auf diese abgeglichen werden. Da diese Einstellungen nur selten in Frage kommen, kann auf von außen zugängliche Bedienungsorgane am Konverter verzichtet werden.

Literatur

[1] Jakubaschk, H.: Drahtloses Mikrofon mit Tunneldioden-Sender. radio und fernsehen 13 (1964) H. 13 S. 393—395.

[2] UKW-Transistorkoffergerät Stern 3. radio und fernsehen 12 (1963) H. 7 S. 195—198

Radioreparatur

Ein Kunde lieferte ein Radiogerät älteren Modells an. „Es kann nicht viel sein, das Licht brennt noch", versicherte der Mann. „Das Gerät ist früher einmal gut gegangen, so daß ich sogar Honolulu gehört habe; möglicherweise ist der Widerstand kaputt." Das Gerät war außen frisch geputzt worden, dennoch ließ die brüchige Rückwand eine lange Betriebszeit in einem warmen, trockenen Raum erkennen.

Vor Beginn der Reparatur wurde mit einem Probebetrieb begonnen. Das Licht brannte tatsächlich noch. Keinen Ton sagte der Kasten. Als das Gerät abgeschaltet wurde, erklang ein Piepen.

Da wurde der Mechaniker stutzig. Nach Abnahme der Rückwand konnte er zunächst außer vielem Staub und Spinnengeweben nichts erkennen.

Als dann das Gerät gesäubert war und einige überflüssige Teile entfernt waren, spielte der Kasten wieder einwandfrei.

Die überflüssigen Bauteile waren: ein Mäusenest mit vier Jungen. Der Widerstand war aber nicht defekt.

Nach Tatsachen zusammengestellt. *–Gl.–*

Halbleitergleichrichter – Wirkungsweise und Schaltung

KLAUS K. STRENG

Der folgende Beitrag befaßt sich ausschließlich mit Halbleitergleichrichtern für Stromversorgungszwecke, d. h. zur Verwandlung des technischen Wechselstromes (50 Hz) in Gleichstrom, wie er für elektronische Geräte und Anlagen benötigt wird.

Gleichrichter dieser Art auf Germanium- und Siliziumbasis werden im VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder gefertigt. Die Tabellen 1 und 2 geben die im Halbleitertaschenbuch 1963 [1] sowie anderen Quellen angegebenen Daten solcher Gleichrichter wieder.

Für die Anwendung derartiger Gleichrichter, d. h. die korrekte Dimensionierung von mit ihnen aufgebauten Gleichrichterschaltungen, bedarf es einiger Kenntnisse über ihren Aufbau.

Aufbau von Halbleitergleichrichtern

Grundlage ist — genau wie beim Transistor — ein Halbleitermaterial (Germanium oder Silizium), das in höchster Reinheit vorliegen muß. Die Verunreinigungen (sog. Störatome) dürfen nur etwa 10^{-10} der Halbleiteratome betragen.

Diese hohe Reinheit läßt sich mit Hilfe des sog. Zonenschmelzverfahrens erreichen. Der Grad der Verunreinigungen ist auch mit chemischen Mitteln nicht mehr feststellbar, doch läßt er sich durch Messung der Leitfähigkeit erfassen. Diese liegt für Germanium des angegebenen Reinheitsgrades bei $2 \cdot 10^{-2}$ S·cm. Diese geringe Leitfähigkeit läßt sich steigern, indem man Fremdatome bestimmter Art in das Germanium- oder Siliziumkristallgitter „einbaut". Diesen Vorgang bezeichnet man als „dotieren". Bei allen Halbleiterbauelementen haben wir es mit dotierten Halbleitern zu tun. Sind die zugegebenen Atome dreiwertig, spricht man von p-leitendem Material. Besteht die Beimischung aus fünfwertigen Atomen, handelt es sich um n-leitendes Material.

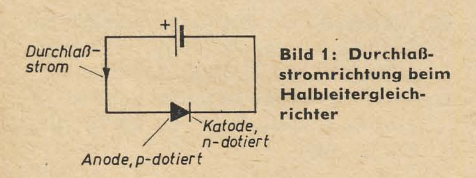


Bild 1: Durchlaßstromrichtung beim Halbleitergleichrichter

In einem Halbleitergleichrichter stehen sich eine p- und eine n-leitende Zone im Kristall gegenüber. Sie sind von einer sog. Sperrschicht getrennt. Durch diese Sperrschicht kann ein nennenswerter elektrischer Strom von einer äußeren Spannung nur in eine Richtung getrieben werden, und zwar, wenn der Pluspol der Spannung mit der p-leitenden Zone, der Minuspol mit der n-leitenden Zone verbunden ist (Bild 1). In diesem Fall ist der Gleichrichter in Durchlaßrichtung gepolt, während die umgekehrte Polung „Sperrichtung" genannt wird. Bei ihr kann nur ein sehr geringer Gleichstrom fließen. Dieser geringe Strom besteht ausschließlich aus sog. Minoritätsträgern [2], im Gegensatz zum Strom in Durchlaßrichtung, der zum überwiegenden Teil aus Majoritätsträgern besteht. Die Halbleiterphysik lehrt weiter, daß der jeweils fließende Strom aus der Differenz mehrerer Ströme besteht. Sie erklärt damit sowohl die eigenwillige Form der Diodenkennlinie als auch die starke Temperaturabhängigkeit der Ströme. Den Praktiker interessieren vor allem einige Definitionen der Halbleiterdaten, die im Zusammenhang mit Halbleitergleichrichtern immer wieder auftauchen.

Definitionen der Halbleiterdaten

Der Durchlaßstrom I_D gibt an, welcher Strom durch den Gleichrichter in Richtung Lastwiderstand fließt. Er erwärmt den Gleichrichter und nimmt mit steigender Temperatur zu. Deshalb sind für den Durchlaßstrom und für die Sperrschichttemperatur stets Grenzwerte angegeben, die nicht überschritten werden dürfen.

Die Sperrspannung U_{sp} kennzeichnet die Spannung, die in Sperrichtung am Gleichrichter liegt. Das Überschreiten des zulässigen Grenzwertes zerstört die Grenzschicht und macht den Gleichrichter unbrauchbar. Es ist darauf zu achten, daß die am Gleichrichter auftretende Sperrspannung in der Schaltung nicht einfach mit der Amplitude der anliegenden Wechselspannung gleichgesetzt werden darf.

Der Sperrstrom I_{sp} ist der Strom, der bei der angegebenen Sperrspannung in Sperrichtung („rückwärts") fließt. Dieser Sperrstrom unterscheidet u. a. den Halbleitergleichrichter vom Hochvakuumgleichrichter (Gleichrichterröhre), bei dem kein Sperrstrom fließt. Der Sperrstrom ist bei guten Gleichrichtern im Verhältnis zum Durchlaßstrom vernachlässigbar klein. Er hängt jedoch stark von der Temperatur der Sperrschicht ab.

Die Durchlaßspannung U_D (oder der Spannungsabfall am Gleichrichter) beim angegebenen Durchlaßstrom ist meist sehr klein, so daß der Wirkungsgrad von Halbleitergleichrichtern sehr groß ist.

Alle so definierten Daten werden durch die Kennlinie im Bild 2 dargestellt. Hierbei wurde der Strom-Maßstab für den Sperrbereich von dem im Durchlaßbereich verschieden gewählt, um den Verlauf der Kennlinie übersichtlich darstellen zu können.

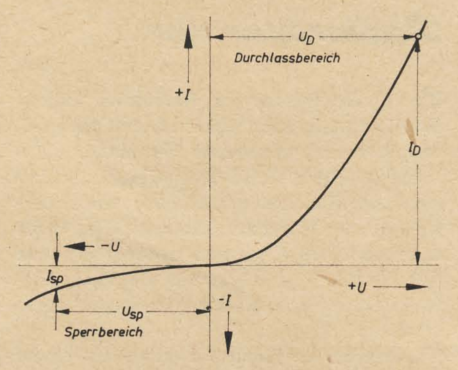


Bild 2: Strom-Spannungskennlinie des Halbleitergleichrichters im linearen Maßstab

Die Grenzwertdaten in der Schaltung

Während der Durchlaßstrom des Gleichrichters bei Einweggleichrichterschaltungen gleich dem Strom durch den angeschlossenen Verbraucher gesetzt werden kann, ist dies bei der Sperrspannung nicht so einfach. Hierbei muß prinzipiell unterschieden werden, ob der Gleichrichter auf eine reine Widerstandsbelastung arbeitet oder ob ihn eine „Gegenspannung" zusätzlich beansprucht. Die Bilder 3 und 4 zeigen diese Unterschiede anhand von zwei einfachen Gleichrichterschaltungen.

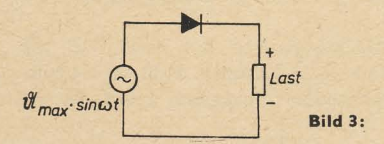


Bild 3: Einweggleichrichter mit Widerstandsbelastung

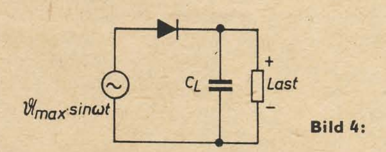


Bild 4: Einweggleichrichter mit nachfolgendem Ladekondensator

Während im Bild 3 die den Gleichrichter beanspruchende Sperrspannung gleich der Amplitude (dem Spitzenwert) der Wechselspannung ist, setzt sie sich im Bild 4 aus dieser Amplitude und der Gleichspannung am Ladekondensator C_L zusammen. Im Extremfall — bei unendlich großem Lastwiderstand — nimmt diese Gleichspannung den Wert der Wechselspannungsamplitude an. Die Sperrspannung beträgt in solchen Fällen $2 \cdot \mathfrak{U}_{max}$, wobei $\mathfrak{U}_{max}$ die Amplitude der Wechselspannung bedeutet. Bei sinusförmigem Spannungsverlauf entspricht die Amplitude dem $\sqrt{2}$ fachen Wert der effektiven Spannung, so daß für die Sperrspannung bei auf Gegenspannung belasteten Gleichrichtern gilt:

$$U_{sp} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{eff}$$

Die maximal zulässige Sperrspannung eines Halbleitergleichrichters muß deshalb wesentlich größer sein als die an ihm liegende Wechselspannung!

An Gleichrichtern, die ohne Ladekondensator oder auf einem ohmschen Widerstand arbeiten, tritt eine geringere Sperrspannung auf [3].

Nach den bisherigen Ausführungen kann man die maximal erforderliche Sperrspannung an einem Halbleitergleichrichter am 220-V-Wechselspannungsnetz (Fernsehempfänger o. ä.) wie folgt berechnen:

$$U_{sp\,max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 220 \approx 625\ V$$

Aus Sicherheitsgründen wählt man einen Gleichrichtertyp mit 700 V Sperrspannung. Wenn trotz dieser Vorsichtsmaßnahme an einigen Gleichrichterexemplaren in der Ver-

gangenheit Durchschläge auftraten, so lag dies daran, daß die Sperrschicht in ihnen den im Lichtnetz stets auftretenden Impulsspannungen nicht gewachsen war. Diese betragen während einigen Millisekunden bis etwa 1,4 kV, während einiger Mikrosekunden sogar bis zu 15 kV [4]. Während letztere meist von LC-Gliedern vor dem Gleichrichter abgefangen werden, liegen die erstgenannten Spitzenspannungen am Gleichrichterelement,

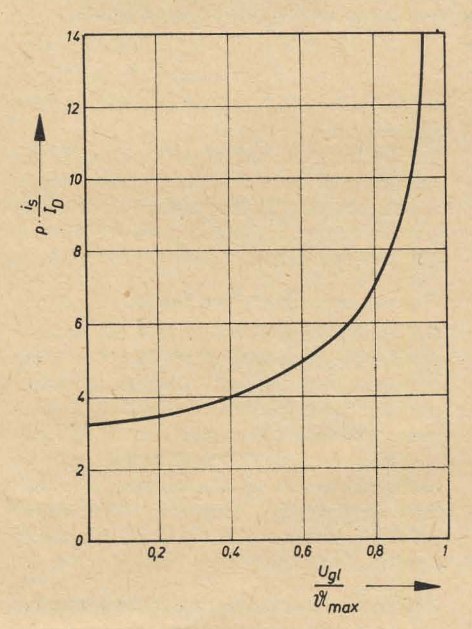


Bild 5: Diagramm zur Ermittlung des Spitzenstromes i_s bei Gleichrichtern mit Ladekondensator

d. h. an seiner Sperrschicht, die sie aufnehmen muß.
Bei den bisherigen Betrachtungen wurde nicht berücksichtigt, daß der Gleichrichter während seiner Durchlaßzeit, besonders mit einem nachfolgenden Ladekondensator, nicht von einem gleichförmigen Gleichstrom durchflossen wird. Es tritt vielmehr, abhängig von seinem Ladekondensator, ein Spitzenstrom auf, wie bereits in einem früheren Beitrag gezeigt wurde [5]. Sein Wert kann dem Diagramm im Bild 5 entnommen werden. Die Hersteller von Halbleitergleichrichtern geben für jeden Gleichrichtertyp einen Grenzwert für den Impuls-Durchlaßstrom an, der von dem erwähnten Spitzenstrom nicht überschritten werden darf. Um diesen Durchlaßstrom gegebenenfalls zu verringern, muß entweder der Ladekondensator verkleinert werden — dies ist in Hinblick auf die Gleichspannung hinter dem Gleichrichter und deren Siebung meist unerwünscht — oder ein zusätzlicher Schutzwiderstand vor den Gleichrichter (Bild 6) geschaltet werden. Sein Wert läßt sich wie folgt berechnen:

$$R_{schutz} = \frac{\mathfrak{U}_{max}}{I_{D\ impuls}}$$

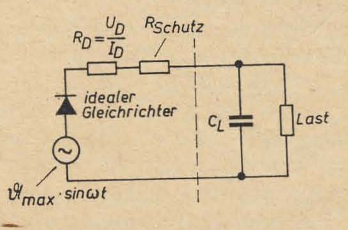


Bild 6: Schaltung eines Schutzwiderstandes R_{schutz} vor dem Gleichrichter

Hierbei wurde der Innenwiderstand der Wechselstromquelle und der Durchlaßwiderstand des Gleichrichters der Einfachheit halber gleich Null gesetzt. Bedingt durch den sehr kleinen Wert dieser Widerstände wird eine solche Vernachlässigung meist den tatsächlichen Verhältnissen gerecht.
In Gleichrichtern ohne Ladekondensator tritt ein Spitzenstrom aus den erwähnten Gründen nicht auf.

Besonderheiten bei Gegentakt- und Brückenschaltungen

Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich vorwiegend auf Einweggleichrichterschaltungen. In Gleichrichterschaltungen, wie sie in den Stromversorgungsteilen nachrichtentechnischer Geräte zu finden sind, werden meist beide Halbwellen der Wechselspannung in sog. Gegentaktschaltungen (Bild 7) oder Brückenschaltungen (Bild 8) gleichgerichtet.

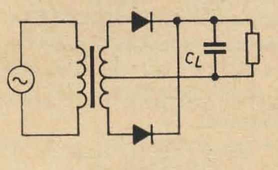


Bild 7: Gegentaktschaltung

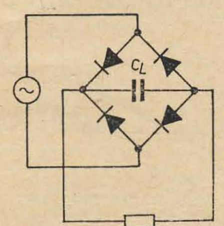


Bild 8: Brükkenschaltung

Hierbei müssen einige Faktoren berücksichtigt werden.
Bei der Gegentaktschaltung fließt während der halben Zeit durch einen Gleichrichter kein Strom. Daher braucht jedes der beiden Gleichrichterelemente in der Gegentaktschaltung nur für den halben maximal zulässigen Dauerstrom gegenüber der Einwegschaltung ausgelegt zu sein. Abhängig vom Stromflußwinkel des Gleichrichters beträgt der mittlere Gleichstrom durch den Gleichrichter etwa 0,6 (bei Zweiweg-) bzw. 1,2 (bei Einweggleichrichtung) des Stromes, der sich durch einfache Division der aufgenommenen Leistung aus der Wechselspannungsquelle durch die Gleichspannung hinter dem Gleichrichter ergibt. Einen genauen Wert des mittleren Durchlaßstromes kann nur eine genaue Berechnung, z. B. nach [6], liefern.
Ähnlich wie bei dem mittleren Durchlaßstrom beträgt auch der Spitzenstrom in Zweiweggleichrichterschaltungen in jedem Gleichrichter nur die Hälfte gegenüber dem bei Einwegschaltungen.
Bei der Brückenschaltung gilt für die Ströme das gleiche wie bei der Gegentaktschaltung. Während jedoch die an jedem Gleichrichterelement liegende Sperrspannung bei Einweg- und bei Gegentaktschaltungen gleich groß ist (hier werden nur Gleichrichter mit Ladekondensator betrachtet), teilt sich die Sperrspannung bei der Brückenschaltung an zwei in Reihe liegenden Gleichrichterelementen auf (Bild 8), d. h., jedes Gleichrichterelement in der Brücke braucht nur für die halbe Sperrspannung ausgelegt zu sein. Bedingt durch die Streuungen bei der Gleichrichterherstellung treten jedoch gewisse Schwankungen um den mittleren Wert des Sperrwiderstandes auf. Falls keine Gleichrichter mit gleicher Kennlinie ausgesucht werden können, ist deshalb zu empfehlen, diese mindestens für den 0,6fachen Wert der insgesamt an der Gleichrichterbrücke anliegenden Sperrspannung zu dimensionieren.

Tabelle 1: Germaniumgleichrichter

Typ	U_{sp} max in V	I_D max in A	I_D impuls max in A	U_D bei I_D max in V
OY 100 (GY 100)	20	0,1	0,35	0,5
OY 101 (GY 102)	50	0,1	0,35	0,5
OY 102 (GY 103)	100	0,1	0,35	0,5
OY 110 (GY 110)	20	1	3	1
OY 111 (GY 112)	50	1	3	1
OY 112 (GY 113)	100	1	3	1
OY 113 (GY 115)	150	1	3	1
OY 114 (GY 115)¹)	200	1	3	1
OY 120 (GY 120)	20	10	32	0,6
OY 121 (GY 121)	40	10	32	0,6
OY 122 (GY 122)	65	10	32	0,6
OY 123 (GY 123)	100	10	32	0,6
OY 124 (GY 124)	150	10	32	0,6
OY 125 (GY 125)	200	10	32	0,6

Der Sperrstrom bei der angegebenen Sperrspannung liegt bei den Gleichrichtern für 0,1 und 1 A unter 100 μA bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C und unter 500 μA bei 45 °C.
¹) bei T ≦ 25 °C.

Tabelle 2: Siliziumgleichrichter

Typ	U_{sp} max in V	I_D max in A	I_D impuls max in A	U_D bei I_D max in V
OY 910 (SY 100)	50	1	3,2 (5)	1,2
OY 911 (SY 101)	100	1	3,2 (5)	1,2
OY 912 (SY 102)	200	1	3,2 (5)	1,2
OY 913 (SY 103)	300	1	3,2 (5)	1,2
OY 914 (SY 104)	400	1	3,2 (5)	1,2
OY 915 (SY 105)	500	1	3,2 (5)	1,2
OY 916 (SY 106)	600	1	3,2 (5)	1,2
OY 917 (SY 107)	700	1	3,2 (5)	1,2
SY 108	800	1	5	1,2
SY 110	1000	1	5	1,2

Der Sperrstrom der angegebenen Si-Gleichrichtertypen liegt unter 10 μA bei der angegebenen Sperrspannung.

Dimensionierung der Horizontalendstufe im Fernsehempfänger Teil 1

Dipl.-Ing. EBERHARD LORITZ und Dipl.-Ing. ERNST BALFANZ

Die Horizontalendstufe im Fernsehempfänger ist häufig Quelle für Ausfälle. Diese Ausfälle sind oft auf eine Überlastung der Bauelemente, besonders der Röhren und des Übertragers zurückzuführen. Aus ökonomischen Gründen ist eine optimale Dimensionierung nötig, die durch praktische Versuche nicht immer erreicht wird. Die bekannten Berechnungsverfahren [1], [2], [4], [6], [7] setzen idealisierte Verhältnisse voraus. Es ist aber wichtig, die zu speichernde Energie und die Verlustleistung zu betrachten. Auf dieser Grundlage wurde das in diesem Beitrag angegebene Dimensionierungsverfahren aufgebaut.

Prinzipielle Forderungen an die Horizontalendstufe

Um den Elektronenstrahl in der Bildröhre linear auszulenken, ist ein zeitproportional sich änderndes Magnetfeld erforderlich. Da der Strom der Flußdichte direkt proportional ist, muß er sich ebenfalls linear mit der Zeit ändern. Am Ende jeder Zeile beginnt eine Rückführung des Elektronenstrahles zum gegenüberliegenden Bildrand. Die für den Rücklauf zulässige Zeit (vordere Schwarzschulter, Zeilenimpuls, hintere Schwarzschulter) beträgt nach den CCIR-Empfehlungen 18% der Zeilendauer. Infolge einer zeitlichen Verschiebung des Rücklaufstartes (besonders beim Phasenvergleich) sollte die Rücklaufdauer noch kürzer gewählt werden. Andernfalls wird ein Teil des Bildinhaltes dunkel getastet. In der Praxis läßt man für das Schwarz-Weiß-Fernsehen allgemein eine längere Rücklaufdauer zu, um die Belastung der Endpentode erheblich herabzusetzen. Im Bild 1 ist der geforderte Zeitverlauf dargestellt. Der Stromverlauf während des Rücklaufes erfolgt als freie Schwingung.

Da die Ablenkspulen für die Zeilenfrequenz im wesentlichen eine Induktivität darstellen, muß eine konstante Spannung angelegt werden. Der Stromverlauf erfolgt dann im Hinlauf nach einer e-Funktion, von der nur der lineare Teil ausgenutzt wird:

$$i = I_{max}\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$$

$$\approx I_{max}\left[\frac{t}{T} - \frac{1}{2}\left(\frac{t}{T}\right)^2 + \frac{1}{6}\left(\frac{t}{T}\right)^3 - \frac{1}{24}\left(\frac{t}{T}\right)^4 + \cdots\right]$$

mit

$$T = \frac{L}{R} \qquad (1)$$

Die Aufgabe der Horizontalendstufe besteht also darin, die geforderten Ströme und Spannungen in Betrag und Phase bereitzustellen, so daß eine konstante horizontale Ablenkgeschwindigkeit und ein entsprechend schneller Rücklauf des Elektronenstrahles der Bildröhre gewährleistet sind.

Um die allgemein hohen Ablenkströme zu erzeugen, wird die Ablenkeinheit über einen

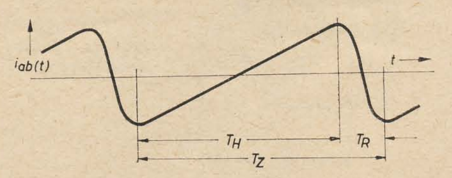


Bild 1: Geforderter Zeitverlauf des Ablenkstromes

Impedanzwandler (Zeilentransformator) angeschlossen.

Zur Deckung der ohmschen Verluste N_v der Schaltung ist die Einspeisungswicklung (w_{vx}) angebracht (Bild 2). Die eingespeiste Leistung errechnet man aus der anliegenden Spannung U_{vx} und dem mittleren Anodenstrom I_{am} zu

$$N_v = U_{vx} \cdot I_{am} \qquad (2)$$

Die zum Betrieb der Bildröhre nötige hohe Anodenspannung wird durch Transformation und Gleichrichtung des Rücklaufimpulses gewonnen. Wichtig ist hierbei, daß die Hochspannungsspule fest genug mit der Primärwicklung verkoppelt ist. Es kann sonst zu unangenehmen Streuresonanzen kommen, falls diese nicht abgestimmt werden (Abstimmung der Streuresonanz auf die dritte Harmonische der Rücklauffrequenz).

Zeitverläufe von Strom und Spannung

Die mathematische Formulierung der Zeitverläufe von Strom und Spannung ist zur Abschätzung der Formstarrheit bei Belastung (Verluste, Hochspannung) zweckmäßig. Zur Beschreibung des Rücklaufes wird die Differentialgleichung für den Parallel-Resonanzkreis aufgestellt und gelöst [5].

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{1}{RC}\frac{di_L}{dt} + \frac{1}{LC} i_L = 0 \qquad (3)$$

Aus dem gleichen Grunde ist auch die Reihenschaltung von mehreren Gleichrichterelementen zur Erhöhung der zulässigen Sperrspannung — ähnlich wie bei Selengleichrichterelementen — zu vermeiden [7].

Vergleich zwischen modernen Halbleitergleichrichtern und konventionellen Gleichrichterarten

Es liegt nahe, die modernen Germanium- und Siliziumgleichrichter mit den konventionellen Gleichrichtern, wie Selen-, Kupferoxydul-, Hochvakuum- und gasgefüllten Gleichrichtern, zu vergleichen.

Moderne Halbleitergleichrichter ermöglichen gegenüber allen anderen bekannten Gleichrichterarten einen wesentlich höheren Wirkungsgrad, d. h., das Verhältnis der an den Verbraucher abgegebenen Gleichstromleistung zur aufgenommenen Leistung ist größer. Dieser für die Starkstromtechnik so wichtige Wirkungsgrad ist für elektronische Geräte der Nachrichtentechnik meist von untergeordneter Bedeutung. Hingegen ist der geringe Raumbedarf des modernen Halbleitergleichrichters u. U. ein großer Vorteil. Seine Lebensdauer in korrekt dimensionierten Schaltungen ist ebenfalls meist größer. Nachteilig ist oft nur sein größerer Anschaffungspreis. Es ist auch zu erwarten, daß im Zuge der Weiterentwicklung des Siliziumgleichrichters sich die Grenze der Sperrspannung zunehmend weiter nach oben verschiebt.

Nachteilig für manche Anwendungszwecke ist die große Temperaturabhängigkeit bzw. die begrenzte obere Umgebungstemperatur bei Halbleitergleichrichtern. Diese darf beim Germaniumgleichrichter bis etwa 35 ··· 45 °C, beim Siliziumgleichrichter 70 ··· 115 °C betragen. Jedoch muß der maximal zulässige Durchlaßstrom bei den höheren Temperaturen reduziert werden.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß der moderne Halbleitergleichrichter sich heute schon einen sicheren Platz in der Elektronik erobert hat und andere Gleichrichterarten weiter verdrängen wird.

Literatur

[1] Halbleiter-Bauelemente, Taschenbuch 1963 der Halbleiterindustrie der Deutschen Demokratischen Republik

[2] Telefunken-Fachbuch: Der Transistor, Band I; Telefunken GmbH, Ulm/Donau 1960

[3] Streng, K. K.: Gleichrichter ohne Ladekondensator. radio und fernsehen 13 (1964) H. 16 S. 491—493

[4] Bottke, E.: Der Halbleiter-Fernsehgleichrichter. radio und fernsehen 13 (1964) H. 3 S. 73 und 74

[5] Streng, K. K.: Dimensionierungsprobleme bei Netzteilen (1). radio und fernsehen 8 (1959) H. 23 S. 735—737

[6] Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik III, Gleichrichter. C. F. Wintersche Verlagshandlung, Leipzig 1942

[7] Laffay, P.: Selengleichrichter und Siliziumdioden. radio und fernsehen 9 (1960) H. 19 S. 611 und 612

Der Ansatz

$$i_L = k\,e^{\lambda t} \qquad (4)$$

liefert

$$\lambda_{1/2} = -\frac{1}{2\,RC} \pm j\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2\,RC}\right)^2} \qquad (5)$$

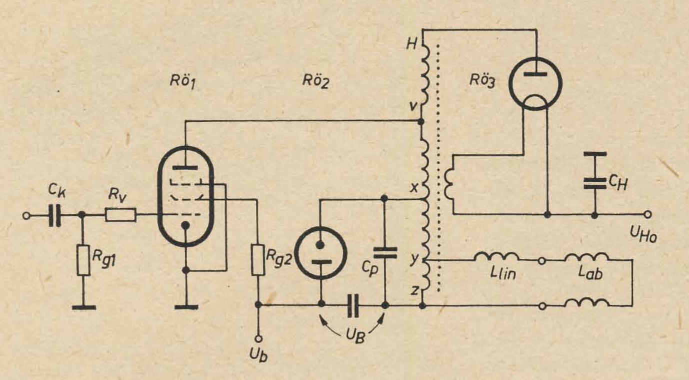


Bild 2: Vollständiges Schaltbild einer Horizontalendstufe

Nach Einführung der Größen

$$a = \frac{1}{2\,RC}$$

Dämpfungskonstante (6)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Resonanzfrequenz ohne Dämpfung (7)

$$\omega = \omega_0\sqrt{1-\left(\frac{a}{\omega_0}\right)^2}$$

Resonanzfrequenz mit Dämpfung (8)

und Umformung erhält man die Lösung

$$i_L = I_m \frac{\omega_0}{\omega} e^{-at} \cos(\omega t - \psi), \qquad (9)$$

wobei I_m und ψ aus den Randbedingungen zu bestimmen sind. Nach Bild 4 gilt diese Lösung in den Zeitintervallen $0 \cdots t_2$ und $t_3 \cdots t_5$. Um eine vereinfachte Darstellung der Zeitverläufe zu erhalten, werden alle Größen auf die Wicklung xz bezogen. Aus Bild 2 gewinnt man Bild 3.

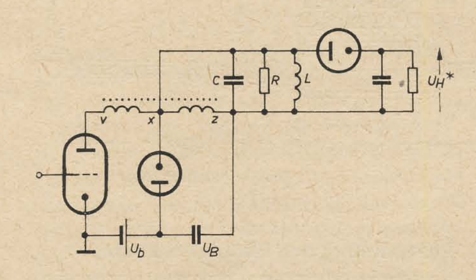


Bild 3: Transformiertes Schaltbild der Horizontalendstufe

Während der Stromflußdauer der Hochspannungsdiode bleibt die Spannung bei idealer Diode, großem Ladekondensator und niedrigem Quellwiderstand konstant. Unter der Annahme, daß die Boosterdiode innerhalb des gesamten Hinlaufes geöffnet und die Zeitkonstante der Ablenkeinheit genügend klein sind, fließt ein zeitproportionaler Strom durch die Induktivität

$$i_L = k_1 t + k_2 \qquad (10)$$

Eine allgemeine Betrachtung über die Wirksamkeit der Verluste und Lastschwankungen erlaubt eine Abschätzung der einzelnen Größen. Für die Resonanzfrequenz kann man bei kleiner Dämpfungskonstante a, d. h. $a/\omega_0 \ll 1$ in guter Näherung schreiben

$$\omega = \omega_0\left[1 - \frac{1}{2}\left(\frac{a}{\omega_0}\right)^2\right] \qquad (11)$$

Läßt man einen Fehler von 1% zu, so ergibt sich aus Gl. (11) und Gl. (7)

$$a = \frac{\omega_0}{\sqrt{50}} \quad \text{bzw.} \quad Q = \frac{\omega_0}{2a} = \frac{\sqrt{50}}{2} \approx 3{,}5 \qquad (12)$$

Mit den realen Werten

$$W_{mg} = 3\ \text{mWs}$$
$$N_{vR} = 12\ \text{W}$$
$$\omega = 3 \cdot 10^5\ \text{s}^{-1}$$

erhält man eine Güte von

$$Q = \frac{\omega\,W_{mg}}{N_v} = 75 \qquad (13)$$

Eine Änderung der Resonanzfrequenz ist demnach nicht zu berücksichtigen.
Den Dämpfungsfaktor e^{-at} kann man ebenfalls vernachlässigen

$$a = \frac{1}{2\,RC} = \frac{N_{vR}}{2\,W_{mg}} = 2 \cdot 10^3\ \text{s}^{-1} \qquad (14)$$

Dann erfolgt innerhalb der Rücklaufdauer ($T_R = 11{,}5\ \mu s$) eine Dämpfung der Spannung auf das 0,98fache.
Der Leistungsentzug durch die Hochspannungslast verursacht eine Verlängerung der Rücklaufdauer gemäß

$$\Delta t_3 = t_3 - t_{30}$$

$$= \frac{1}{\omega}\left[\sqrt{\frac{U_{Ho}}{U_H} - 1} + \arcsin\frac{U_H}{U_{Ho}} - \frac{\pi}{2}\right] \qquad (15)$$

U_{Ho} ist die Hochspannungsamplitude ohne und U_H bei Belastung.
Man erhält noch mit

$$\frac{U_H}{U_{Ho}} = 0{,}9: \quad \frac{\Delta t_3}{T_R} = 0{,}7\ \%$$

Die Zeitverläufe von Strom und Spannung bleiben also in weiten Grenzen erhalten. Unter Beachtung der Randbedingungen werden die Zeitverläufe formuliert. Die Zeitintervalle entsprechen der Definition nach Bild 4.

$0 \cdots t_2$: Aus den Randbedingungen

$$i_L(0) = I_{end} \quad \text{und} \quad L\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{t=0} = U_B$$

Bild 4: Zeitverläufe von Strom und Spannung des Wicklungsteiles xz

folgt

$$I_m = \frac{I_{end}}{\frac{\omega_0}{\omega}\cos\psi} \qquad (16)$$

und

$$\psi = \arc\tan\frac{a + \frac{U_B}{L \cdot I_{end}}}{\omega} \approx \arc\tan\frac{U_B}{\omega L \cdot I_{end}}$$

$$\left(a \ll \frac{U_B}{L \cdot I_{end}}\right) \qquad (17)$$

Daraus resultiert

$$i_L(t) = \frac{I_{end}}{\cos\psi}\cos(\omega t - \psi),$$

$$\psi = \arc\tan\frac{U_B}{\omega \cdot L \cdot I_{end}} \qquad (18)$$

$$u(t) = U_{Ho}^*\sin(\omega t - \psi),$$

$$U_{Ho}^* = \frac{\omega \cdot L \cdot I_{end}}{\cos\psi} \qquad (19)$$

$t_2 \cdots t_3$: $\quad I_2 = i_L(t_2)$

$$i_L(t) = I_2\left(1 - \frac{t - t_2}{t_3 - t_2}\right) \qquad (20)$$

$$u(t) = U_H^* \qquad (21)$$

$t_3 \cdots t_5$: $i_L(t_3) = 0, \quad u(t_3) = U_H^*$

$$i_L(t) = -\frac{U_H^*}{\omega L}\sin\omega(t - t_3) \qquad (22)$$

$$u(t) = U_H^*\cos\omega(t - t_3) \qquad (23)$$

$t_5 \cdots t_7$: $i_L(t) = I_{end}\left(2\,\frac{t - t_5}{t_7 - t_5} - 1\right) \qquad (24)$

$$u(t) = U_B \qquad (25)$$

Für die Dimensionierung entscheidende Größen

Um ein einwandfreies Arbeiten der Horizontalendstufe zu gewährleisten, ist es nötig, daß folgende Größen berücksichtigt werden:

a) Durch die Endröhre wird der Ablenkstrom zur Verfügung gestellt. Dabei dürfen der maximale Katodenstrom (Anodenspitzenstrom und Schirmgitterstrom) und die

Spannung zwischen Anode und Katode (Rücklaufspannung) den vom Hersteller angegebenen Wert nicht überschreiten. Weiterhin ist die maximale Anoden- und Schirmgitterverlustleistung zu berücksichtigen.

b) Die im zeitlichen Mittel dem Übertrager zugeführte Leistung muß gleich der am Übertrager wirksamen Verlustleistung sein.

c) Zur Gewährleistung einer hinreichenden Linearität soll die Boosterdiode einen vernachlässigbaren Durchlaßwiderstand sowie eine genügend hohe Spannungsfestigkeit besitzen.

Zusammenhang zwischen Hinlauf- und Rücklaufspannung

Für das Berechnungsverfahren ist die Größe des Verhältnisses von Rücklauf- zu Hinlaufspannung c von Interesse. Es beträgt

$$c = \left|\frac{U_R}{U_H}\right| = \left|\frac{\frac{di_R}{dt}}{\frac{di_H}{dt}}\right|_{max} \qquad (26)$$

Die Funktion des Hinlaufstromes lautet:

$$i_H = \left(\frac{2\,t}{T_H} - 1\right) I_{end} \qquad (27)$$

und die Ableitung

$$\frac{di_H}{dt} = \frac{2\,I_{end}}{T_H} \qquad (28)$$

Für den Rücklauf gilt

$$i_R = I_{end} \cos \pi \frac{t}{T_R} \qquad (29)$$

und differenziert

$$\left.\frac{di_R}{dt}\right|_{max} = -I_{end} \frac{\pi}{T_R} \qquad (30)$$

Durch Einsetzen von Gl. (28) und Gl. (30) in Gl. (26) und Umformung erhält man die Funktion c:

$$c = \frac{\pi}{2} \left(\frac{T_Z}{T_R} - 1\right) \qquad (31)$$

Anpassung der Ablenkeinheit an den Horizontalübertrager

Jeder technische Übertrager besitzt eine Streuinduktivität. Um eine optimale Energieübertragung zu gewährleisten, ist eine Anpassung der Ablenkeinheit an den Übertrager nötig.

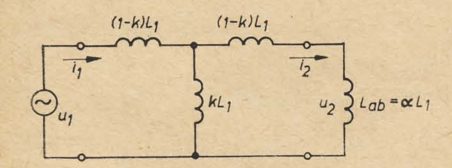


Bild 5: Ersatzschaltbild eines verlustlosen, symmetrischen Übertragers

Nach dem Ersatzschaltbild des verlustlosen Transformators (Bild 5) läßt sich ein Optimum berechnen [3].

Der Ausnutzungsgrad η beträgt danach

$$\eta = \frac{W_{ab}}{W_{mg}} = \frac{L_{ab}}{L_{ges}} \left(\frac{i_2}{i_1}\right)^2 \qquad (32)$$

Mit

$$L_{ges} = L_1 \left(1 - \frac{k^2}{1+\alpha}\right) \qquad (33)$$

$$L_{ab} = \alpha \cdot L_1 \qquad (34)$$

und

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{k}{(1+\alpha)^2} \qquad (35)$$

erhält man

$$\eta = \frac{\alpha\,k^2}{(1+\alpha)(1+\alpha-k^2)} \qquad (36)$$

Der Verlauf der Funktion $\eta = f(\alpha)$ ist im Bild 6 mit dem Koppelfaktor k als Parameter dargestellt. Es ergeben sich eindeutige Maxima. Ebenfalls eingezeichnet ist die Verbindungslinie, die den geometrischen Ort der Maxima verbindet. Man erhält sie aus der Extremwertsbetrachtung

$$\alpha_{opt} = \sqrt{1-k^2} \qquad (37)$$

also

$$\eta_{max} = \left(\frac{k}{1+\sqrt{1-k^2}}\right)^2 \qquad (38)$$

Aus dem Verlauf der Kurven (Bild 6) ist ersichtlich, wie notwendig eine sehr feste Kopplung des Transformators ist (Autotrafo, Kern hoher Permeabilität), wenn man nicht unzulässig viel Energie im Übertrager und in den Streuinduktivitäten speichern will. Eine zusätzliche Energiespeicherung bedeutet doch immer eine Erhöhung des Anodenspitzenstromes oder der Rücklaufspannung.

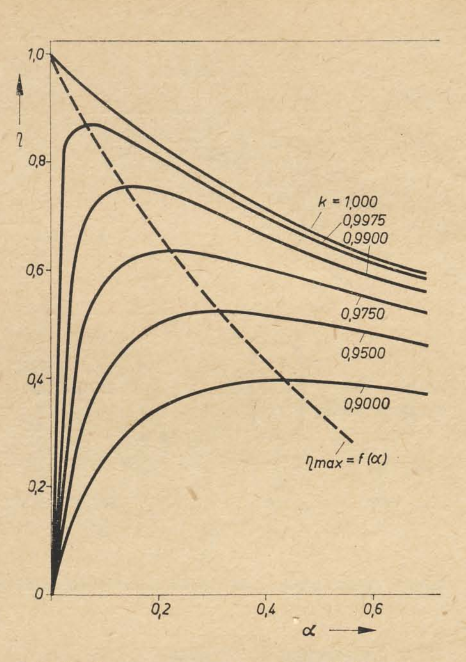
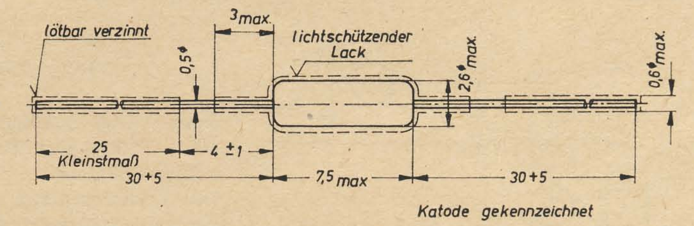


Bild 6: Ausnutzungsgrad η, Koppelfaktor k als Parameter

Neue Miniatur-Halbleiterdioden aus dem „WF"

Zur Bestückung von Kompaktbausteinen des VEB Keramische Werke Hermsdorf sowie für den Einsatz in Kleinstrundfunkempfängern wurden vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin (WF), neue Halbleiterdioden in Miniatur-Allglasausführung entwickelt. Die Maße der neuen Typen entsprechen denen der bereits lieferbaren Zenerdioden vom Typ ZA 250/5 bis 250/24 sowie der Kapazitätsdiode OA 910. Die Halbleiterdioden in Miniaturausführung besitzen die gleichen statischen und dynamischen Werte wie die Halbleiterdioden in Normalausführung. In einigen Fällen müssen allerdings verminderte Grenzwerte in Kauf genommen werden. Mit den nachstehend angeführten Typen beginnend, wird vom VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin eine neue Systematik zur Bezeichnung von Halbleiterdioden angewendet. Zur Kennzeichnung des Halbleiter-Materials sowie des Hauptanwendungszweckes der Halbleiterdioden werden die im TGL-Entwurf 19442 angegebenen Buchstaben benutzt. Eine fortlaufende Numerierung aller Neuentwicklungen von Halbleiterdioden erleichtert die Einführung einer später vorgesehenen Farbkennzeichnung.

Maße der neuen Miniaturausführung



Bezeichnung der Halbleiterdioden

in Normalausführung (12 mm)	in Miniaturausführung (7,5 mm)
OA 625	GA 100
OA 645	GA 101
OA 665	GA 102
OA 685	GA 103
OA 705	GA 104
OA 626	GA 105
OA 647	GA 106
OA 666	GA 107
OA 686	GA 108
2 OA 646	2 GA 109
O 4 A 657	4 GA 110

Loßack

Kaltkatoden-Relaisröhren Z 5823 Z 660 W Z 661 W

Die Kaltkatoden-Relaisröhren sind edelgasgefüllte Glimmentladungsröhren, die außer der Katode und Anode noch eine bzw. zwei Starterelektroden besitzen.

Da die Röhren nicht geheizt werden, belasten sie auch während der Betriebspausen die Stromquelle nicht; dies ist besonders für Batteriebetrieb vorteilhaft. Weiterhin sind sie wegen des Fehlens der Heizung sofort betriebsbereit und versprechen darüber hinaus eine hohe Lebensdauer. Die Betriebslage der Röhren ist beliebig.

Die Z 5823 ist mit einer Starterelektrode ausgerüstet. Sie ist für Wechselspannungsbetrieb bestimmt und wird in Relais- und Zählschaltungen eingesetzt. Bild 1 zeigt die Röhre in einem lichtelektrischen Schalter; die Zündung der Röhre erfolgt bei Unterbrechung der Belichtung. Bild 2 zeigt die Z 5823 in einem Zeitschalter.

Die Z 660 W und die Z 661 W sind jeweils mit zwei voneinander unabhängigen Starterelektroden ausgerüstet, die eine Steuerung durch zwei unabhängige Signale zulassen (Bild 4). Eine weitere Hilfselektrode kann im Bedarfsfall zur Vorionisierung verwendet werden. Während die Z 660 W nur für den Betrieb mit Gleichspannung vorgesehen ist, kann die Z 661 W auch mit Wechselspannungen betrieben werden.

Beide Röhren sind Subminiaturröhren, die direkt in die Schaltung eingelötet werden können.

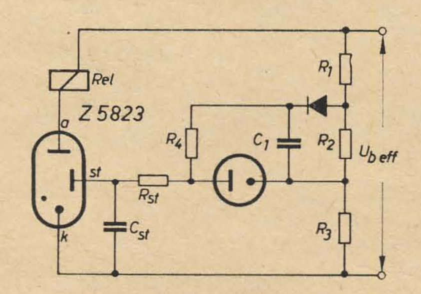


Bild 1: Lichtelektrischer Schalter

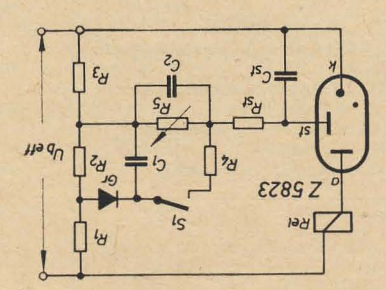


Bild 2: Zeitschalter

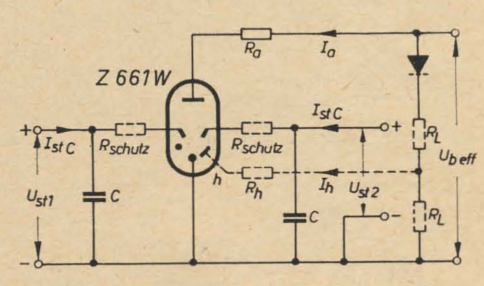
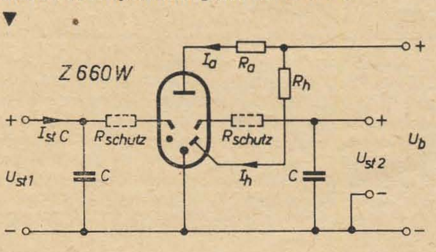


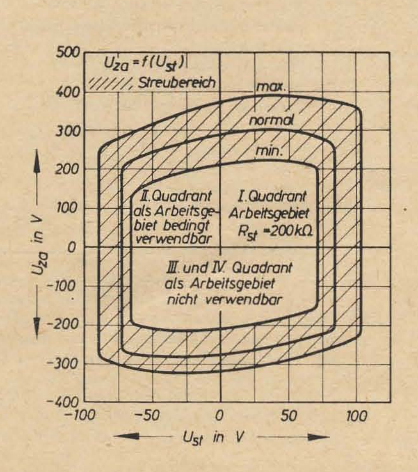
Bild 4: Prinzipschaltung mit der Z 661 W

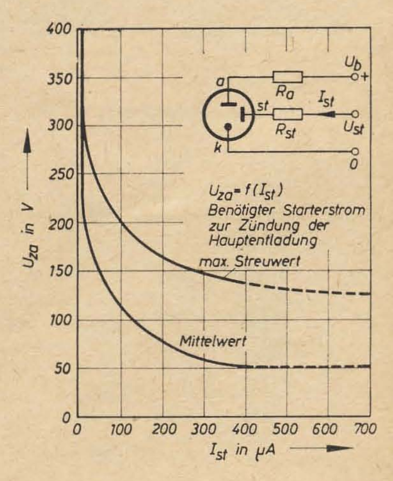
Bild 5: Zündkennlinie (Z 5823) ▶

Bild 6: Übernahmekennlinie (Z 5823)

Bild 3: Prinzipschaltung mit der Z 660 W ▼







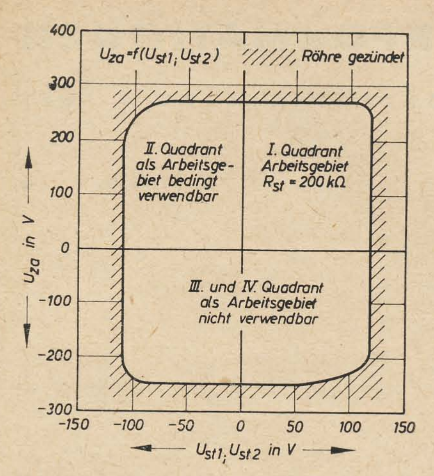


Bild 7: Zündkennlinie (Z 660 W)

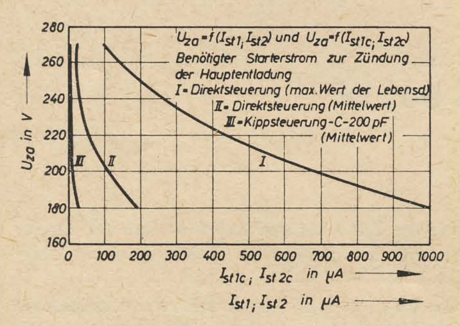


Bild 8: Übernahmekennlinie (Z 660 W)

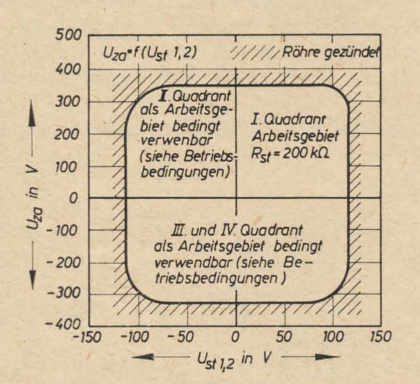


Bild 9: Zündkennlinie (Z 661 W)

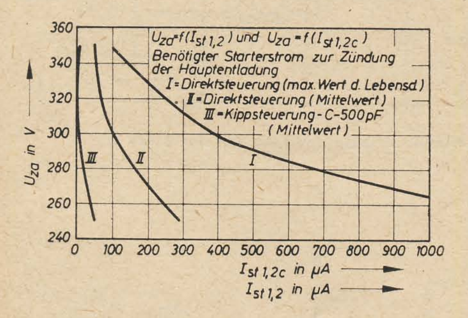


Bild 10: Übernahmekennlinie (Z 661 W)

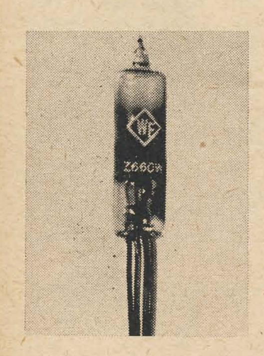


Bild 11: Z 660 W

	Z 5823	Z 660 W	Z 661 W
Sockelschaltbild (von unten gegen die Röhre gesehen)			
Maßbild (max. Abmessungen)	19⌀ max; 47,6 max; 7	13⌀ max; 45,5 max; 38,1; 0,4⌀	13⌀ max; 45,5 max; 38,1; 0,4⌀
Gewicht in p Röhrenstandard	7-Stift-Miniaturröhre ≈ 8 TGL 14022	≈ 5 TGL 14124	≈ 5 in Vorbereitung
KENNWERTE			
Anodenzündspannung U_{za} in V	290[1]	320[2] [4] [20]	425[2] [4]
Starterzündspannung (U_a = 0 V) U_{zst} (1,2) in V	85[20]	140[4] [20]	135[4] [20]
Hilfselektrodenzündspannung (U_a = 0 V) U_{zh} in V		150[23]	150[23]
Anodenbrennspannung U_{Ba} in V	65[5]	115[6]	115
Starterbrennspannung U_{Bst} (1,2) in V	61[9]		110
Starterübernahmestrom bei Direktsteuerung I_{st} (1,2) in µA	50[24]	50[4] [24]	50[4] [24]
bei Kippsteuerung $I_{st\,C}$ (1,2) in µA		≦ 1[12] [24]	≦ 1[4] [12] [24]
Aufbauzeit t_i in µs	20	75[14]	100[14]
$t_{i(h)}$ in µs		20[4]	20[4]
Erholzeit t_e in µs	500	500[15] [25]	500[15] [25]
BETRIEBSWERTE			
Bereitschaftsspannung U_b in V	105 ··· 130	225	220
Anodenstrom I_a in mA		8	6
max. Startervorspannung (Scheitelwert) in V	70	100	100
min. überlagerte Zündwechselspannung (Scheitelwert) in V	35	60	60
Starterzündspannung (Scheitelwert) $\hat{u}_{st\,min}$ (1,2) in V (Summe beider Spannungen)	105	160	160
GRENZWERTE			
Bereitschaftsspannung bei Gleichspannungsbetrieb			
$U_{b\,max}$ in V		270	350
$U_{b\,min}$ in V		180	250
bei Wechselspannungsbetrieb			
$U_{b\,eff\,max}$ in V			250
$U_{b\,eff\,min}$ in V			180
Anodenstrom $I_{a\,max}$[26] in mA	25	12	12/8[18] [19]
Anodenspitzenstrom $\hat{i}_{a\,max}$ in mA	100	50	50[27]
Starterübernahmestrom $I_{st\,max}$ (1,2) in mA		1	1
Hilfselektrodenstrom $I_{h\,max}$ in µA		20	20[23]
Integrationszeit τ_{max} in s	15	15	15
Parallelkapazität zur Starterstrecke C ǁ in nF			
bei $R_{schutz\,min}$		0 Ω : ≦ 1	0 Ω : ≦ 1
bei $R_{schutz\,min}$		5,1 kΩ: < 5	5 kΩ : ≦ 5
bei $R_{schutz\,min}$		10 kΩ: ≧ 5	10 kΩ : ≧ 5
Umgebungstemperatur $t_{Ugb\,max}$ in °C	+ 75	+ 75	+ 75
$t_{Ugb\,min}$ in °C	— 60	—50	— 50

[1]) U_{st} = 0 V; [2]) U_{st} (1,2) = 0 V; [4]) I_h etwa 10 µA; [5]) I_a = 25 mA; [6]) I_a = 5 mA; [9]) I_{st} = 10 mA; [12]) C = 100 pF; [14]) I_h = 0 µA; [15]) i_a = 5 mA; [18]) bei Gleichspannungsbetrieb; [19]) bei Wechselspannungsbetrieb; [20]) bei Hochfrequenzeinfluß kann dieser Wert bedeutend niedriger liegen; [23]) Werden sehr kurze Aufbauzeiten der Entladung oder niedrige und hochkonstante Starterzündspannungen gefordert, so kann die Hilfselektrode h über einen Widerstand von 10 MΩ direkt an die gleichgerichtete Bereitschaftsspannung angeschlossen werden; [24]) Zur Übernahme der Entladung auf die Hauptentladungsstrecke a—k erforderlicher Starterübernahmestrom I_{st} bei U_b = 140 V für Z 5823; bei U_b = 225 V für Z 660 W; bei $\hat{u}_a$ = 300 V für Z 661 W; [25]) Bei stromstarken Entladungen (Spitzenstrombetrieb) kann die Erholzeit auf mehrere ms ansteigen; [26]) Der Katodenstrom ist so hoch zu wählen, daß die Katodenvorderseite voll mit Glimmlicht bedeckt ist; [27]) Kurzzeitige Spitzenströme (0,1 s) bis 1 A sind zulässig.

radio und fernsehen | Lineare Drehwiderstände | Bd. Rg. 1
Zulässige Belastungen (2) | Blatt 2 (Schluß)
13 (1964) H. 17 | Labor- und Berechnungsunterlagen | DK 621.317.727.1

Lineare Drehwiderstände
Zulässige Belastungen (2)

5. Berechnungsbeispiele

5.1. Beispiel 1 (Bilder 6 bis 8)

Mit einem linearen Drehwiderstand von 1 kΩ und 0,4 W Belastbarkeit soll an eine Spannung von 20 V eine Stromregelung für einen Lastwiderstand von 300 Ω vorgenommen werden. Zur Vermeidung der Überlastung des Drehwiderstandes ist der notwendige Vorwiderstand R_{vz} zu berechnen (Bild 6)!

Gegeben: $N = 0{,}4$ W, $U = 20$ V, $R_g = 1$ kΩ, $R_L = 300$ Ω

Gesucht: R_{vz}

Nach Gl. (9) und Bild 7 ist

$$R_v = \sqrt{\frac{U^2 \cdot R_g}{4\,N}} = 500\,\Omega$$

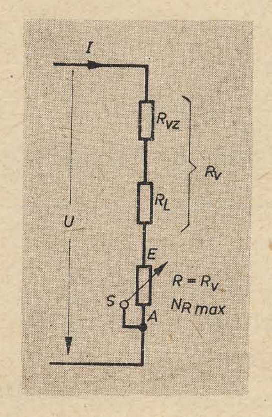


Bild 6

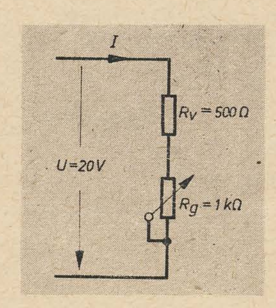


Bild 7

Aus $R_v = R_L + R_{vz}$ (Bild 6) erhält man $R_{vz} = R_v - R_L = 200\,\Omega$. Der zusätzlich in den Stromkreis zu schaltende Widerstand R_{vz} beträgt also 200 Ω.

Bild 8 zeigt den Leistungsverlauf mit dem zu erwartenden Maximum bei $R/R_v = 1$.

Zur rechnerischen Ermittlung dieses Verlaufes formt man zweckmäßigerweise Gl. (3) etwas um.

$$N_R = \frac{U^2 \cdot R}{(R_v + R)^2} = \frac{U^2}{R_v} \cdot \frac{R}{R_v} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R}{R_v}\right)^2} = 0{,}8 \cdot \frac{R}{R_v} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R}{R_v}\right)^2}$$

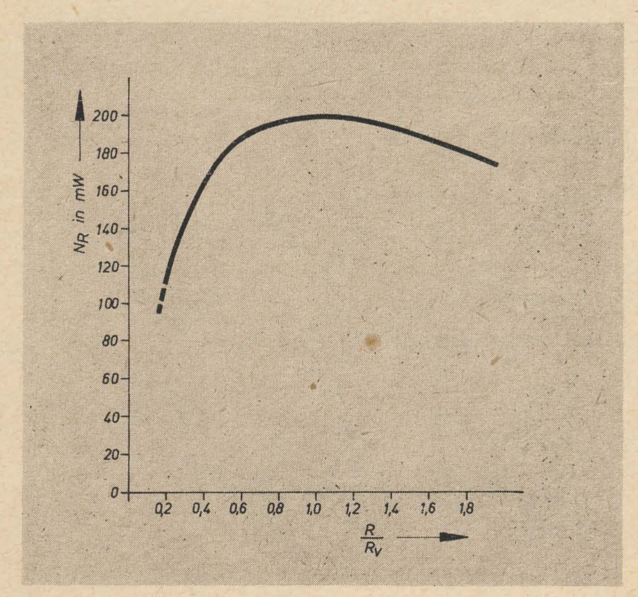


Bild 8

5.2. Beispiel 2 (Bilder 9 und 10)

Mit einem linearen Drehwiderstand mit $R_g = 5$ kΩ soll an einem Lastwiderstand $R_L = 10$ kΩ eine Spannung von 50 V geregelt werden (Bild 9).

Für welche Nennleistung muß der Drehwiderstand bestellt werden, damit er nicht überlastet wird? Wie groß ist die max. zulässige Belastung für R_1'?

Gegeben: $U = 50$ V, $R_g = 5$ kΩ, $R_L = 10$ kΩ

Gesucht: N

Mit $K = R_L/R_g = 2$ ist nach Gl. (14)

$$R_1' = \frac{(2\,K + 1)\,R_g}{2} (\pm) \sqrt{\left[\frac{(2\,K + 1)\,R_g}{2}\right]^2 - K \cdot R_g^2} = 2{,}2\ \text{k}\Omega$$

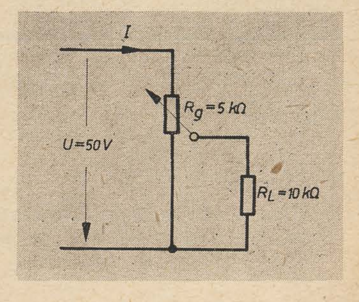


Bild 9

Für R_1' wird der belastungsmäßig ungünstigere kleinere Wert verwendet.

$$N = \left(\frac{U}{R_1'}\right)^2 \cdot \frac{R_g}{4} = 0{,}65\ \mathrm{W}$$

Es muß also ein Potentiometer mit der Nennlast von 0,8 W (nächstgrößerer Nennwert) eingesetzt werden.
Aus

$$\frac{R_g}{R_1'} = \frac{\alpha_{max}}{\alpha'} = 2{,}27$$

findet man, daß die max. Belastung für

$$\alpha' = \frac{\alpha_{max}}{2{,}27}$$

auftritt. Sie beträgt

$$N_{R_1'max} = N \cdot \frac{\alpha'}{\alpha_{max}} = N \cdot \frac{\frac{\alpha_{max}}{2{,}27}}{\alpha_{max}} = N \cdot \frac{1}{2{,}27}$$

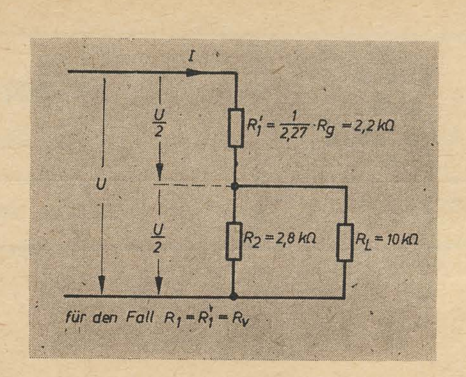


Bild 10

Setzt man N mit dem ermittelten Wert von 0,65 W ein, ergibt sich für

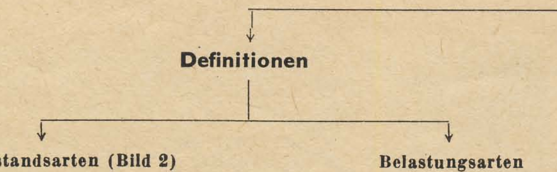
$$N_{R_1'max} = \frac{0{,}65\ \mathrm{W}}{2{,}7} = 0{,}286\ \mathrm{W}$$

Die max. zulässige Belastung für R_1' beträgt somit 286 mW.

6. Zusammenfassende Übersicht



Einstellwiderstand bzw. Potentiometer



Definitionen

Widerstandsarten (Bild 2) ⟷ **Belastungsarten**

Widerstandsarten (Bild 2)		Belastungsarten
Endwert R_S (R: Anfang A — Schleifer S)	⟷	Nennlast N (Belastung für R_S)
Gesamtwert R_g (R: Anfang A — Ende E)	⟷	max. zulässige Nennlast (Belastung für R_g)
Teilwiderstandswert $R = R_S \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$	⟷	Teillast $N_R = N \frac{\alpha}{\alpha_{max}}$
Endanschlagwert $R_e = R_g - R_S$ (R: Ende E — Schleifer S in Endstellung)		

Dimensionierungshinweise bei Verwendung als

Vorwiderstand (Bild 3)		Spannungsteiler (Bilder 4 und 5)
Maximallast $N_{R\ max}$ Hierbei ist die Leistung zu beachten, die zwischen E und S auftritt. Maximale Leistung tritt auf bei $R = R_v$ Sie beträgt $N_{R\,max} = \frac{U^2}{4 \cdot R_v}$	⟷	Maximallast $N_{R\ max}$ Hierbei ist die Leistung an R_{E-S} zu beachten, da über dieser der Gesamtstrom fließt. Maximale Leistung bei $\underbrace{R_{E-S} = R_{A-S} \parallel R_L}_{R_1' = R_v}$ Sie beträgt $N_{R\,max} = \frac{U^2}{4 \cdot R_v}$
Nennlast N Sie beträgt $N = \left(\frac{U}{R_v}\right)^2 \cdot \frac{R_g}{4}$	⟷	Nennlast N Sie beträgt $N = \left(\frac{U}{R_1'}\right)^2 \frac{R_g}{4}$ mit $R_1' = \frac{(2K+1) \cdot R_g}{2} \pm \sqrt{\left[\frac{(2K+1) R_g}{2}\right]^2 - K \cdot R_g^2}$ wobei $K = R_L/R_g$ ist
Teillast N_R Sie beträgt $N_R = \frac{U^2 \cdot R}{(R_v + R)^2}$	⟷	Teillast N_R Sie beträgt $N_R = \frac{U^2 \cdot R}{(R_v + R)^2}$ mit $R_v = R_{A-S} \parallel R_L$ und $R = R_{E-S}$

Literatur

[1] TGL 9099

[2] Hünich, H.: Zulässige Belastung linearer Drehwiderstände. Technische Mitteilungen des VEB Rafena Werke 5 (1963) H. 5 S. 35—40

Ein schnurloses elektronisches Blitzgerät zum Selbstbau

KLAUS LIEBMANN

Oft ist ein kleines Blitzgerät für Heimaufnahmen, für technische Aufnahmen oder Schnellreproduktionen nötig, bei denen die Mitführung bzw. Benutzung eines mehrteiligen Gerätes zu unbequem, zu auffällig oder mit zuviel Vorbereitung verbunden ist. Durch diese Überlegungen entstand der Gedanke, ein schnurloses Gerät geringerer Leistung zu entwickeln.

Das Gerät besitzt eine moderne bewährte Schaltung und läßt sich über den Rahmen des vorliegenden Beispiels hinaus je nach Vorhandensein passender Bauelemente weitgehend variieren.

In dem beschriebenen Mustergerät werden als Blitzkondensatoren 3 × 50 µF/500 V benutzt, die in Verbindung mit der Blitzlampe XB 82-00 eine Leitzahl von 16 bis 20 erreichen lassen.

Schaltung

Bild 1 zeigt die vollständige Schaltung des Gerätes. Als Spannungsquellen dienen drei Monozellen oder, wenn der Batterieraum etwas reichlicher bemessen wird, drei gasdichte NC-Sammler des VEB Grubenlampenwerke Zwickau. Die Hochspannung für die Ladung der Blitzkondensatoren wird mit einem Transverter, der als Stromflußwandler arbeitet, erzeugt. Die zwei Transistoren sind in Kaskode geschaltet, weil bei Verwendung eines Transistors die Stromverstärkung für die hohe Spannungsübersetzung nicht ausreichen würde. Als Kern eignet sich sehr gut ein Ferritkern E 30 (VEB Keramische Werke Hermsdorf), α_L-Wert etwa 500, oder auch ein Schalenkern mit ähnlichem α_L-Wert. Die Art des Kerns ist für die Spannungsübersetzung nicht maßgebend, da die bei einem Trafo übliche Gesetzmäßigkeit des Zusammenhangs der Spannungen mit den Windungszahlen beim Stromflußwandler gilt. Die Kerndaten bestimmen nur die Schwingungsfrequenz bzw. die Streu- und Materialverluste. Der über Gleichrichter und Blitz-Kondensator fließende Strom kehrt über die Emitter-Basis-Strecken der Transistoren zur Ausgangswicklung zurück und dient so als Steuerstrom der Transistoren. Es besteht damit eine positive Rückkopplung. Das Ansteigen des Stroms wird nur durch die Sättigung des Transistors T_1 oder auch des Kerns unterbrochen. Diese Änderung wird gleichzeitig über den Ladestrom rückgekoppelt, und der Transistor schaltet ab. Dies wird durch die Wicklung W_4 mit Hilfe der Diode unterstützt. Die Wicklung W_2 dient zum Abfangen des hohen Sperrimpulses auf der Ausgangsseite, der beim Zusammenbrechen des Magnetfeldes des Kerns entsteht. Der Kondensator an der Basis T_1 ist sehr wichtig. Er begrenzt die an den Transistoren auftretende Sperrspannung in der Abschaltphase jeder Schwingungsperiode bei Verwendung von Gleichrichtern hohen Sperrstromes, indem er den Spannungsanstieg so verzögert, daß die Sperrspannung beim Einsetzen der nächsten Schaltphase einige wenige Volt nicht überschreitet. Die Glimmlampe Gl dient als Schalter der automatischen Abschaltung beim Erreichen der eingestellten Blitzspannung. Sie gibt nach dem Zünden einen dem Steuerstrom entgegengesetzten Stromstoß auf die Transistoren, so daß die Schwingungen aussetzen, aber entsprechend nach Verlöschen der Lampe wieder einsetzen. Der 25-nF-Kondensator am Spannungsteiler der Abschaltung sorgt für ruhiges Zünden und verhindert das „Klappern" der Abschaltung. Mit dem Spannungsteiler auf der Niederspannungsseite kann der Arbeitspunkt der Transistoren und damit optimale Betriebsbedingungen eingestellt werden. Als Gleichrichter können Pillengleichrichter, besser aber Selen- oder hochsperrende Siliziumdioden verwendet werden. Die auftretende maximale Sperrspannung muß mit mindestens 1000 V angenommen werden. Der Niedervoltelko C_1 parallel zur Batterie setzt deren Innenwiderstand für die Schaltung herab und bringt eine wesentliche Ladezeitverkürzung. Es ist auf die richtige Polung des C_2 zu achten, da dessen —Pol an Batterie-Plus liegen muß.

Beim schnurlosen Gerät ist nun die sonst im Reflektorkopf untergebrachte Zündeinrichtung und Ladeanzeige unmittelbar am Transverter anzuschließen. Hierbei wird die übliche Zündschaltung verwendet. Das Trimmpotentiometer dient zum Einstellen des Zündpunktes der Anzeigeglimmlampe.

Bild 1: Schaltung des Blitzgerätes

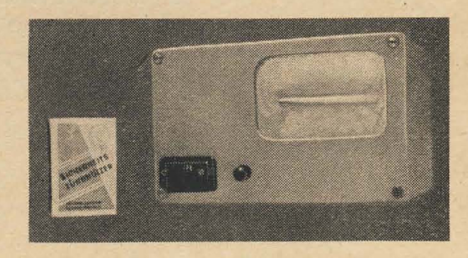
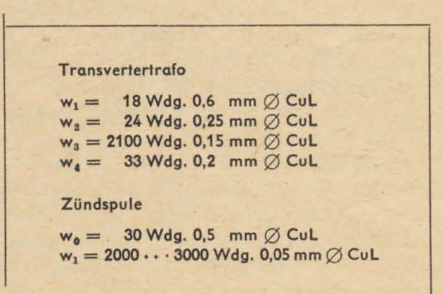


Bild 2: Außenansicht des Gerätes

Wickeldaten



Transvertertrafo

w_1 =	18 Wdg. 0,6 mm Ø CuL
w_2 =	24 Wdg. 0,25 mm Ø CuL
w_3 =	2100 Wdg. 0,15 mm Ø CuL
w_4 =	33 Wdg. 0,2 mm Ø CuL

Zündspule

w_0 =	30 Wdg. 0,5 mm Ø CuL
w_1 =	2000 ··· 3000 Wdg. 0,05 mm Ø CuL

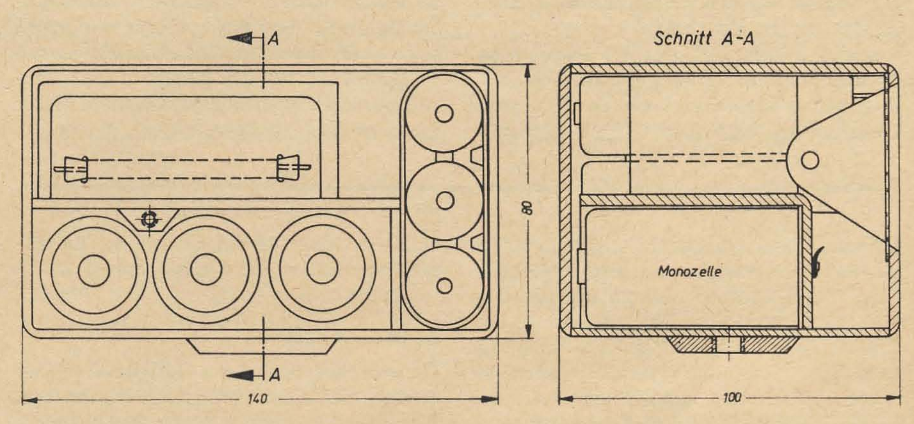


Bild 3: Anordnung der Bauteile

Aufbau

Die Bilder 2 und 3 zeigen den mechanischen Aufbau des Mustergerätes. Es wurde eine

Übertragung des Azimutes der Rundsichtradarantenne über Funkverbindungen

VOLKER OHLOW

Bei Rundsichtradargeräten mit abgesetzter Antenne treten Probleme der Übertragung des empfangenen Informationsinhalts an ein entfernt angeordnetes Sichtgerät auf. In zwei Beiträgen untersucht der Verfasser gegebene Möglichkeiten und gibt seine Meinung über geeignete Übertragungsverfahren wieder. Einige Erkenntnisse des Artikels beruhen auf der Diplomarbeit des Verfassers. Der zweite Artikel erscheint im H. 20 (1964).

Anwendung der Radarbildübertragung

Die Wahl des Standortes der Radaranlage erfolgt aus Reichweitegründen meist nach Antennengesichtspunkten. Der Aufbauort der Antenne ist kritisch wegen ihrer Empfindlichkeit gegenüber den Verhältnissen der unmittelbaren Umgebung. In extremen Fällen (z. B. in der Flugsicherung beim Präzisionsanflugradar) wird das Antennendiagramm bereits durch sehr kleine Nahreflexionen verzerrt und verfälscht. So stören beim PAR im Nahfeld der Antenne (Entfernung $r \leq D^2/\lambda$) bereits der Bodenbewuchs über 30 cm Höhe, metallische Kabel und Leitungen an der Erdoberfläche, ebenso auch geografische Verhältnisse wie Bodenwellen, Wasserflächen u. dgl. Bei anderen Navigationshilfen ist es sogar manchmal erforderlich, den Einfluß der unterirdischen Speiseleitung zur Antenne durch diametrale Blindleitungen oder durch ein ebenerdiges Kupfernetz größerer Abmessungen zu unterdrücken.

Es ist erkennbar, daß die Aufstellung der Rundsichtradarantenne z. B. auf einem Flugplatz unzweckmäßig ist. Durch Gebäude, Fahrzeuge sowie durch die vielen anderen Antennensysteme für Navigation und Flugsicherung wird die Qualität des Radarbildes erheblich verschlechtert; u. U. ist infolge von Abschattungen sogar nur ein unvollständiges Bild zu erhalten.

Als Abhilfe wurde zunächst die Rundsichtantenne möglichst hoch gesetzt. Außerdem kann man Festziele, d. h. Echos, die von festen Reflexionspunkten herrühren und immer an der gleichen Stelle auftreten, mit Hilfe eines speziellen videofrequenten Festzielunterdrückungsverfahren (Moving Target Indication = MTI) ausblenden und nur die sich bewegenden Objekte zur Anzeige bringen.

Besser ist jedoch, wenn man den Standort der Antenne im Umkreis einiger Kilometer vom Flugfeld frei wählen kann und das Sichtgerät abgesetzt auf dem Kontrollturm betrieben werden kann. Das Verfahren der „Radarbildübertragung" gestattet eine räumliche Trennung von Antenne (meist mit Sende-Empfangsblock vereinigt) und Sichtgerät.

Ein weiterer Fall, wo die Radarbildübertragung zweckmäßig ist, ist die Überwachung eines größeren Gebietes durch mehrere Radargeräte, wenn eine zentrale Auswertung gewünscht wird. Dafür ist die Radarkette der Hamburger Hafeneinfahrt geradezu ein Schulbeispiel. Längs der Außenelbe sind mehrere Radaranlagen verteilt, die die Gewässer kontrollieren. Die Auswertung der empfangenen Information erfolgt zentral in einer Sichtgerätestation durch die entsprechende Anzahl von Einzelsichtgeräten. Da sich die Kontrollzonen auf den einzelnen Bildschirmen überschneiden, kann ein Schiff bequem von einem Sichtgerät zum anderen durch die Radarlotsen übernommen werden [1].

Wie erfolgt nun die Übertragung der Radardaten vom Sende-Empfangsblock? Als Möglichkeiten gibt es die Richtfunkstrecke und die Kabelverbindung. Welcher Methode der Vorzug gegeben wird, hängt von den jeweiligen Umständen ab. Für größere Entfernungen ist die Richtfunkstrecke nicht nur die technisch bessere, sondern auch die finanziell günstigere Lösung, da hier der Gesamtaufwand an den Endstellen kleiner wird als der längs des Kabels verteilte Aufwand.

Die Übertragung durch Kabel erfordert Verstärker und Laufzeitentzerrer für eine Bandbreite bis 15 MHz. Man kann die Übertragung direkt (videofrequent) oder auch trägerfrequent vornehmen, wobei beim Trägerfrequenzverfahren Kabeldämpfung und Endstellenaufwand ansteigen.

Es besteht noch die Möglichkeit, die Videobandbreite für die Echoimpulse zu verringern, so daß man mit einer Gesamtbandbreite von einigen 10 kHz für die Bildübertragung auskommen könnte. Allerdings steigt dann wieder der Endstellenaufwand.

Bei der Hamburger Hafenradarkette wurde die trägerfrequente Kabelübertragung bis zu einer Maximalentfernung von 12 km durchgeführt, da hier infolge der Reflexionen an Hafenaufbauten die Richtfunkverbindung ungünstig gewesen wäre [2].

Bisher wurde immer vorausgesetzt, daß die Übertragung zwischen zwei festen Punkten an Land erfolgt. Hier ist es möglich, scharf bündelnde, genau ausgerichtete Antennen zu verwenden. Es treten aber auch Fälle auf, bei denen die Verbindung zwischen einer festen und einer beweglichen oder zwischen zwei beweglichen Stationen aufrechterhalten werden muß. Allerdings ist dieser Fall weit seltener. Hier müßten die Antennen entweder Rundstrahleigenschaften haben oder durch entsprechende Einrichtungen nachgeführt werden.

Funktionsweise des Rundsichtradars

Bevor auf die Radarbildübertragung eingegangen wird, soll kurz die Wirkungsweise des Rundsichtgerätes beschrieben werden, da die Kenntnis der Wirkungsweise für das Verständnis der folgenden Abschnitte unumgänglich ist. Die wichtigsten Baugruppen des Gerätes zeigt Bild 1. Der Modulator enthält einen Impulsgenerator, der in festgelegten Zeitabständen Impulse abgibt (Impulsfolgefrequenz je nach Entfernungsmeßbereich 100 bis 2000 Hz). Mit diesen Impulsen wird — nach entsprechender

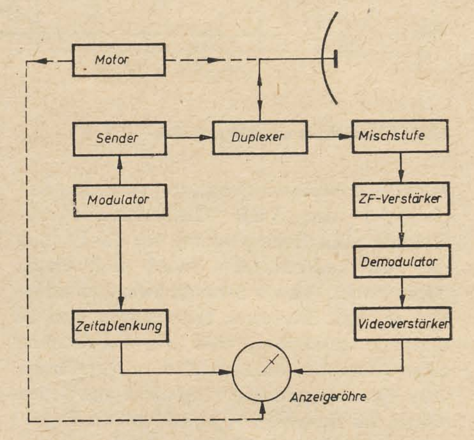


Bild 1: Grundschaltung eines Rundsichtradargerätes

Leistungsverstärkung derselben — der Sender getastet. Dieser gibt dann kurze HF-Impulse über den automatischen Sende-Empfangsumschalter an die Antenne, die die HF-Schwingungszüge gebündelt in eine Raumrichtung abstrahlt. Nach Ende des Sendeimpulses legt der SE-Umschalter die Antenne an den Empfänger. Die in der Radartechnik verwendeten Dezimeter- und Zentimeterwellen verhalten sich ähnlich wie die Lichtstrahlen. Trifft der ausgesandte HF-Impuls auf ein Objekt im Raume, so erfolgt dort eine Reflexion,

---

optimale Raumausnutzung angestrebt, wobei die Hauptabmessungen von den Kondensatoren und Monozellen bestimmt werden. Das Mustergerät wurde aus PVC geklebt. An der unteren Seite ist eine kleine Alu-Platte zur Aufnahme des Stativgewindes befestigt. Außer Batterieraum und Kondensatoren ist die Einrichtung auf der Frontplatte aufgebaut. Das Synchronkabel verläßt das Gerät durch eine Aussparung und behindert nicht das Abnehmen der Frontplatte. Der Reflektor wurde nach möglichst auf 90° begrenzten Austrittswinkel, möglichst groß und in annähernd parabolischer Form mit Leim und Papier über einer Holzvorlage geformt. Die Piacrylschutzscheibe wurde aus Streuungsgründen gewellt. Der Reflektorbelag ist stark geknitterte Alu-Feinfolie (alter Blockkondensator). Bei gewichtssparendem Bau erreicht das Gerät ein Gewicht von etwa 700 p.

Zusammenfassung

Es wird ein schnurloses Blitzgerät kleiner Leistung mit einem Transverter beschrieben, der sich durch hohen Wirkungsgrad auszeichnet und eine Blitzfolge von 15 s gestattet. Weiterhin werden Hinweise für die Ausführung der Schaltung und des Gerätes gegeben.

Literatur

[1] Fugmann, F.: elgatron— ein Blitzgerät mit Transistoren. radio und fernsehen 10 (1961) H. 6 S. 184

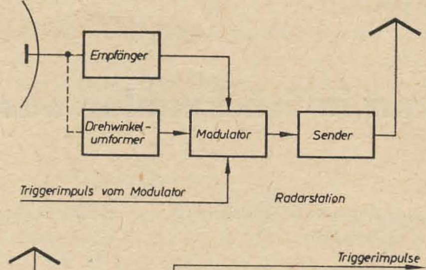
eine Beugung und eine teilweise Absorption. Ein geringer Teil der auftreffenden Energie wird in Richtung zur Radaranlage hin erscheinen, dort vom Empfänger aufgenommen und soweit verstärkt werden, daß er als Impuls die Anzeigeröhre (Bildröhre) helltasten kann. Damit erzeugt der Echoimpuls einen Lichtfleck. Um die infolge unterschiedlicher Zielentfernung nacheinander eintreffenden Echos getrennt anzeigen zu können, wird der Elektronenstrahl von der Mitte zur Peripherie der Bildröhre radial abgelenkt. Damit erscheinen die Echos auf einem Radius hintereinander, wobei ihre reale Entfernung proportional der Entfernung Mittelpunkt-Echo auf dem Bildschirm ist. Da die Antenne aber nicht nur eine Raumrichtung kontrolliert, sondern „rundsuchen" soll, dreht sie sich unter ständiger Aussendung von Impulsen und zwischenliegender Empfangsbereitschaft dauernd um 360°, und synchron dazu wird der Elektronenstrahl auf der Bildröhre mitgedreht. Mit Ausstrahlung des Sendeimpulses wird gleichzeitig das Zeitablenkgerät (Kippgerät) ausgelöst, so daß in diesem Zeitpunkt der Elektronenstrahl sich immer in Bildmitte befindet und die radiale Auslenkung beginnt. Bis zur Aussendung des nächsten Impulses hat der Strahl den Rand des Bildschirms erreicht und springt kurz vorher zum Nullpunkt zurück.
Die Drehung des Elektronenstrahls um 360° erfolgt meist mechanisch durch synchrone Drehung der Ablenkspulen um den Bildröhrenhals. Es sind aber auch elektronische Verfahren üblich.
Der Bildschirm eines Rundsichtradargerätes hat extrem lange Nachleuchtdauer. Die Nachleuchtzeit muß etwa in der Größenordnung der Dauer einer Umdrehung der Rundsuchantenne liegen, damit während des Umlaufs das gesamte Bild sichtbar ist.
Auf diese Weise entsteht eine elektronische Karte der Umgebung, auf der alle Ziele, wie Häuser, Brücken u. dgl. als feste Leuchtpunkte; Schiffe und Flugzeuge dagegen als sich bewegende Punkte abgebildet werden. Besonders eindrucksvoll sind vom Flugzeug aus aufgenommene Radarbilder von Städten (PPI = Plan Position Indicator) [3].

Grundelemente der Radarbildübertragung

Am einfachsten scheint die Übertragung des Radarbildes durch eine Fernseheinrichtung zu sein. Leider bringt das Verfahren eine Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes und einen Verlust an Auflösung (Meßfehler) mit sich. Weiterhin ist nachteilig, daß am Radarbild nichts verändert werden kann (Dehnung, Dezentrierung). Es ist einfacher, die zur Bildsynthese erforderlichen elektrischen Werte direkt zu übertragen.
Zur Herstellung eines vollständigen Radarbildes müssen übertragen werden:

1. die Radarvideosignale vom Videoverstärker des Empfängers (Echos),
2. ein Synchronisierimpuls vom Modulator für die Auslösung der Zeitablenkung (das Kippgerät wird zweckmäßigerweise bei der Bildröhre belassen) und
3. Daten des Antennenwinkels, bezogen auf einen gemeinsamen Grundwert (z. B. Nord) zur Herstellung des Gleichlaufes zwischen Antennendrehung und Zeilenumlauf auf der Bildröhre.

Die zur Übertragung notwendigen Elemente zeigt Bild 2. Die Videosignale aus dem SE-Block werden einem Modulator zugeführt, der gleichfalls die Triggersignale vom Radarmodulator zugeführt bekommt. Weiterhin gelangt dorthin noch eine den Antennendrehwinkel darstellende elektrische Größe. Die Gesamtheit der elektrischen Signale wird in eine geeignete Form gebracht und damit der Sender der Übertragungsanlage angesteuert.
Im Sichtgeräteblock erfolgte eine Verstärkung und Demodulation im Empfänger der Übertragungseinrichtung, die Trennung der Signale im Analysator, und dann wird aus dem elektrischen Äquivalent der Drehbewegung im Drehwinkelumformer die Drehbewegung entweder direkt reproduziert oder es werden entsprechende elektrische Werte zur Bildsynthese gebildet (z. B. bei PPI-Anzeige mit feststehenden Ablenkspulen).



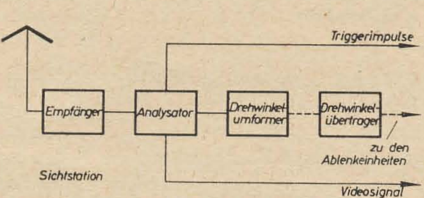


Bild 2: Prinzip einer einfachen Radarbildübertragung

Die Reichweite der Übertragungsanlage ist nicht so sehr durch die Empfindlichkeitsgrenze (Signal-Rausch-Verhältnis) gegeben, sondern eher durch den Grad der gegenseitigen Überlagerungen der Signalkomponenten am Empfängereingang, die den Informationsinhalt verkleinern. Hierin liegt ein wesentliches Problem der Radarbildübertragung, und es wird ein erheblicher Aufwand getrieben, um Störeffekte kleinzuhalten.
Das gewünschte Signal am Empfängereingang sollte deshalb so groß wie möglich gegenüber den Interferenzen sein. Im wesentlichen ist das von der Wahl einer geeigneten Frequenz, der Sendeleistung und den Antennencharakteristiken abhängig.
Die Form der Signale muß außerdem möglichst weit von den interferierenden Signalzügen abweichen (spezieller Code), und jeder Unterschied zwischen beiden muß im Empfänger gewissenhaft zur Trennung ausgenutzt werden.

Verfahren der Winkelübertragung

Im folgenden soll nur auf das Problem der Übertragung von Synchron- und Azimutsignal eingegangen werden. Es wird sich aber, vor allem bei den Impulsverfahren, das Videosignal nicht restlos von ihnen trennen lassen.
An die Winkelübertragung werden folgende Forderungen gestellt:

1. genügende Genauigkeit
2. vertretbarer Aufwand
3. synchrone und konphase Übertragung des Winkelwertes
4. Selbstsynchronisation bei kurzzeitigem Empfangsausfall
5. Störsicherheit

Die Erfüllung dieser Forderungen durch einzelne bekannte Übertragungsverfahren ist unterschiedlich, weshalb von Fall zu Fall das zweckmäßigste Verfahren ausgewählt werden muß.
Grundsätzlich werden zur Übertragung Analog- und Digitalverfahren unterschieden. Die direkte Übertragung des Winkelwertes durch eine proportionale Amplituden- oder Frequenzmodulation ist aus Störfestigkeitsgründen kaum möglich.
Digitale Methoden benutzen einen Impulscode für die Darstellung des Winkelwertes, wobei jedem Winkelzuwachs des Azimutes eine spezielle Impulsgruppe zugeordnet werden muß.
Analogverfahren können nochmals in Dauerstrich- und Impulsverfahren getrennt werden. Dauerstrichverfahren benutzen kontinuierliche NF-Signale, wobei die Information in Amplitude, Frequenz oder Phase enthalten ist. Bei Impulsverfahren sind die Winkeldaten in der Impulsfolgefrequenz oder im Impulsabstand einer Gruppe dargestellt.
Digitalverfahren stellen geringe Anforderungen an die Linearität der Übertragungswege [4]. Sie sind unempfindlich gegenüber Amplitudenschwankungen und Lautzeitverzerrungen, erfordern aber vor allem bei hoher Genauigkeit großen apparativen Aufwand.
Impulsverfahren sind die Methoden, die die weiteste Verbreitung gefunden haben. Sie werden dort angewendet, wo von vornherein nur ein Übertragungskanal zur Verfügung steht, über den sowohl Videosignal (Echos), wie auch Synchron- und Winkelsignale übertragen werden müssen. Das führt zwangsweise zur Zeitstaffelung der Signale, was aber ohne weiteres durchgeführt werden kann, da die Videosignale zu Anfang oder Ende jeder Radarperiode (zwischen zwei Sendeimpulsen) relativ wertlos sind. Allerdings muß zu diesem Zweck der Radarmodulator (genauer: der Impulsgenerator) triggerbar sein. Mit Impulsverfahren werden höhere Genauigkeit und größere Sicherheit gegen Interferenzen erreicht, da Impulse codiert werden können. Wird der Modulatorimpuls (Synchronimpuls) in den Zyklus mit einbezogen, ist eine Codierung unumgänglich. Außerdem können durch Impulse wesentlich mehr Informationen übertragen werden. Bei Anwendung der Zeitstaffelung bleibt der Aufwand geringer als bei Dauerstrichverfahren mit Verwendung eines Hilfsträgers. Bei Impulsverfahren fällt die notwendige Linearität von Verstärkern, Modulatoren u. ä. weg, wie das für Dauerstrichverfahren gebraucht wird.
Stehen zwei Übertragungskanäle zur Verfügung, können die Impulse über den zweiten Kanal völlig unabhängig vom Videosignal übertragen werden; die Zeitstaffelung fällt weg und der Endstellenaufwand sinkt. Die Übertragung unterliegt nicht dem Zwang durch die Radarimpulsfolgefrequenz, was mehr Beweglichkeit erlaubt und erhöhte Sicherheit gegen Interferenzen mit sich bringt. Es können weit mehr Informationen übertragen werden (Meßmarken, Winkelmarken, IFF-Signale). Dieses Verfahren bietet die meisten Vorteile.
Für Dauerstrichverfahren ist stets ein zweiter

Übertragungskanal notwendig. Dauerstrichverfahren sind einfacher und erfordern weniger Bandbreite. Die Komponenten des Antennenazimutes (sin, cos) können auf verschiedene Träger moduliert werden oder als unterschiedliche Niederfrequenzen auf einem Träger übertragen werden. Hierfür ergeben sich folgende Möglichkeiten:

1. Eine kleine Zunahme des Antennenazimutes ergibt bereits eine volle Periode einer Sinusschwingung, so daß bei normaler Winkelgeschwindigkeit eine Frequenz im Tonbereich erzeugt wird. Als Empfänger wird ein untersetzter Synchronmotor verwendet. Es ist allerdings erforderlich, die Anfangsphase der Antenne festzuhalten, d. h. am Anfang zu synchronisieren. Das Verfahren ist nur bei sehr gleichförmiger Antennendrehung anwendbar.
2. Der Winkel selbst kann durch die relative Phase zweier Spannungen dargestellt werden. Hier ist das Ergebnis eindeutig und keine Nullphasenkorrektur erforderlich.
3. Als dritte Möglichkeit können sin- und cos-Werte des Winkels übertragen werden. Das Verfahren ist ebenfalls eindeutig und ohne Umformung für PPI-Anzeige verwendbar.

Allgemein erfordern Dauerstrichverfahren geringeren Aufwand und sind nicht so anfällig gegen Störimpulsüberlagerungen gegenüber uncodierten Impulsverfahren. Sie werden aber wegen der geforderten hohen Genauigkeit meist mehrdeutig. Abhilfe bringt hier im Prinzip der Einsatz einer gleichartigen zweiten Anlage, die je Antennendrehung ein eindeutiges, aber ungenaues Signal liefert. Die Genauigkeit wird durch das erste System erreicht.

Nach diesen grundsätzlichen Ausführungen zur Radarbildübertragung kann nun eine ins Einzelne gehende Beschreibung eines Azimutübertragungsverfahrens erfolgen, was in einem zweiten Beitrag geschehen soll.

Literatur

[1] Großkopf: Das technische Konzept der Hamburger Hafenradarkette. Telefunken-Zeitung 137, September 1962

[2] Hart: Systembetrachtungen zur Radarbildübertragung. Telefunken-Zeitung 137, September 1962

[3] Bowen: Radar — Grundlagen und Anwendung. VEB Verlag Technik, Berlin 1960

[4] Ridenour: Radar system engineering. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1947 MIT

Bedarf drückt sich nicht nur in Stückzahlen aus!

Dipl. oec. H. GUJEWSKI

Einige Bemerkungen des Zentralen Warenkontors für Technik und Fahrzeuge zur Versorgung mit elektroakustischen Erzeugnissen

Es ist eine Tatsache, daß bis Ende des Jahres 1963 Fernsehempfänger noch verteilt wurden und der Kundendienst unzureichend durchgeführt wurde. Durch eine operative Lenkung des Warenfonds wurden die Voranmeldungen für Fernsehgeräte bis Mitte März dieses Jahres beseitigt.

Einschätzungen einiger örtlicher Organe und Verkaufsstellenleiter über die Dauer der Wartezeiten sind über Nacht zusammengebrochen. Zum Beispiel wurden am Jahresende 1963 im Bezirk Erfurt die Wartezeiten noch bis zu zwei Jahren eingeschätzt. Doch bereits im Monat März waren auch in diesem Bezirk die Voranmeldungen verschwunden.

Heute werden in allen Bezirken unserer Republik Fernsehempfänger in allen Typen frei verkauft. Ein breites Sortiment im Groß- und Einzelhandel schafft die Voraussetzungen, daß jeder Kunde aus der Vielfalt des Angebots das passende Gerät wählen kann.

Mit der Stabilisierung der Versorgung zeichnet sich auch eine Verbesserung des Kundendienstes ab. Man kann feststellen, daß sich der Kundendienst für Fernsehgeräte in vielen Bezirken verbessert hat.

So z. B. werden Fernsehgeräte innerhalb 24 Stunden frei Haus geliefert. Auf Wunsch werden Fernsehempfänger dem Kunden bis zu drei Tagen zur Probe überlassen. Bei Ausfall des Gerätes während der Garantiezeit wird ein Ersatzgerät zur Verfügung gestellt.

Jedoch noch nicht von allen Funktionären wird erkannt, daß es beim Verkauf von Fernsehempfängern nicht nur um den Umsatz, sondern in erster Linie um die Versorgung geht.

Im allgemeinen kann man feststellen, daß in der Versorgung mit Fernsehempfängern ein deutlicher Aufschwung eingetreten ist. Dieser Aufschwung ist Ergebnis einer guten Arbeit des Handels als auch der Produktion.

Während noch im Januar dieses Jahres der Handel solche Fernsehgeräte abnehmen mußte, die produziert wurden, so wurde bereits für das 2. Halbjahr 1964 der Forderung nach einer sortimentsgerechten Produktion weitestgehend Rechnung getragen.

So positiv sich auch die Versorgung mit Fernsehempfängern entwickelt hat, so unbefriedigend ist noch die Versorgung in einigen anderen Sortimenten. Dies trifft in erster Linie auf das Sortiment des VEB Stern-Radio Berlin zu. Die in der Zeitschrift radio und fernsehen 12 (1963) H. 21 S. 647 am Handel geübte Kritik hinsichtlich der Bedarfseinschätzung hat sich durch die Praxis als unberechtigt erwiesen.

Der Bedarf drückt sich nicht allein in Stückzahlen aus, sondern ist entscheidend vom Preis, der Qualität und der termingerechten Warenbereitstellung abhängig.

Es ist eine Tatsache, daß der Markt für Kofferempfänger, Taschentransistorgeräte und Autoempfänger aufnahmefähig ist. Doch diese Aufnahmefähigkeit bezieht sich nicht auf irgendwelche Erzeugnisse, sondern auf bedarfsgerechte Erzeugnisse.

Anhand von wenigen Zahlen soll in Tabelle 1 aufgezeigt werden, wer den Bedarf für 1964 besser eingeschätzt hat, der Handel oder VEB Stern-Radio Berlin (Bedarfseinschätzung des Handels = 100% gesetzt).

Tabelle 1

	Bedarfseinschätzung des Handels	Bedarfseinschätzung VEB Stern-Radio Berlin	Einkauf des Groß- und Einzelhandels
Kofferempfänger	100	255	88
TT-Empfänger	100	194	98
Autosuper	100	141,1	111

Damit dürfte eindeutig der Beweis erbracht sein, daß die Mitarbeiter des Handels durchaus in der Lage sind, den Bedarf mit annähernder Genauigkeit zu ermitteln.

Doch es wäre verfehlt, die Betrachtungen hiermit bewenden zu lassen, ohne die Ursachen herauszuarbeiten, die zu der geringen Nachfrage für vorgenannte Erzeugnisse geführt haben.

Kofferempfänger

Ist der Bedarf wirklich so gering, und welches sind die Ursachen, daß die Vertragsabschlüsse unter den ursprünglichen Bedarfsermittlungen geblieben sind?

Die Forderung des Handels nach UKW-Kofferempfängern für das 1. Halbjahr 1964 konnte produktionsseitig nur mit 50% realisiert werden. Hinzu kommt, daß bis zum heutigen Tag noch nicht ein UKW-Kofferempfänger durch den VEB Stern-Radio Berlin zur Auslieferung gelangt ist, obwohl die Lieferungen bereits im März beginnen sollten. Bekanntlich ist die Hauptsaison für das Kofferempfängergeschäft die Haupturlaubszeit Mai bis August. Wenn für diese Zeit keine Geräte zur Verfügung stehen und somit verkauft werden können, geht zwangsläufig der Bedarf für den gesamten Planzeitraum zurück.

Neben der nicht termingerechten Lieferung kommt der relativ hohe Preis des Kofferempfängers R 110 (Vagant und Stern 64) vom VEB Stern-Radio Berlin gegenüber dem UKW-Kofferempfänger „Dorena" vom VEB (K) Goldpfeil Hartmannsdorf hinzu. Der Betriebspreis des R 110 liegt, bedingt durch die höheren Selbstkosten, um 8,3% höher als der des UKW-Koffers „Dorena".

Ist es da verwunderlich, wenn sich der Handel auf den Produktionsbetrieb orientiert, der billiger produziert, oder will man vom Handel

fordern, daß er mehr teure Erzeugnisse bei Stern-Radio Berlin kauft?

TT-Empfänger

Auch in dieser Position mußte der Handel unter der ursprünglich geforderten Menge bleiben, da VEB Stern-Radio Berlin nicht den mengenmäßigen Forderungen des Handels für den TT-Empfänger „Mikki" nachkommen konnte. Der TT-Empfänger „Mikki" sollte bereits 1963 zur Auslieferung gelangen. Doch noch heute kann man von einer planmäßigen und qualitätsgerechten Auslieferung nicht sprechen. Der Handel hat wirklich keine Angst „auf einem ‚Mikki' sitzen zu bleiben" — wie es in radio und fernsehen Heft 21 (1963) zum Ausdruck gebracht wird — wenn diese termin- und qualitätsgerecht geliefert werden. Wie vorgenannte Zahlen beweisen, liegt die „Angst" darin, überhaupt die Bedarfszahlen des Handels abdecken zu können. Oder sind einige Funktionäre noch der Auffassung, daß der Handel das abnimmt, was da ist?
Das wäre z. B. der TT-Empfänger T 100/101. Dieses Gerät ist jedoch bereits über einen längeren Zeitraum im Angebot und erfreut sich keiner besonderen Nachfrage mehr. Deshalb empfehlen wir dem VEB Stern-Radio Berlin, der Forderung des Handels nachzukommen und 1965 dieses Gerät in einem neuen Gehäuse zu produzieren, um so zu verhindern, daß der Betrieb 1965 auf seinen Erzeugnissen sitzen bleibt.

Autoempfänger

Bereits 1963 sollte der Autoportable-Empfänger A 110 auf dem Markt erscheinen. Trotz langer Entwicklungszeiten und hoher Entwicklungskosten hat das Gerät heute kein Gütezeichen.
Um große volkswirtschaftliche Verluste zu vermeiden, entschloß sich der Handel, die bereits vorgefertigten Erzeugnisse mit einer Ausnahmegenehmigung des DAMW abzunehmen. Will man etwa vom Handel verlangen, mehr schlechte Erzeugnisse abzunehmen und zu verkaufen?
Anhand dieser drei Artikelgruppen sollte der Nachweis erbracht werden, daß der Bedarf von einigen bedarfsbildenden Faktoren abhängig ist, die bei der Ermittlung der Stückzahlen unbedingt berücksichtigt werden müssen. Wenn dies nicht erfolgt, kommt es unweigerlich zu Fehleinschätzungen.
Auch Rundreisen des VEB Stern-Radio Berlin erhöhen nicht effektiv den Bedarf, bevor nicht die vorgenannten Ursachen, die den Bedarf niedrig halten, beseitigt werden.
Es ist eine altbekannte Tatsache, daß Bedarfsermittlungen in den Verkaufsstellen zum Zeitpunkt eines unzureichenden Angebots während der Hochsaison unweigerlich falsch werden, wenn diese Ermittlungen als Addition des aufgegebenen Bedarfs angesehen werden. Diese Ermittlungen sind häufig Ergebnis einer gewissen Tagesstimmung.
An dieser Stelle soll gleichzeitig gesagt werden, daß die Feststellung in radio und fernsehen H. 21 (1963) bezüglich der Kenntnis der Sortimente durch die Verkaufsstellenleiter im Bezirk Dresden nicht der vollen Wahrheit entsprechen.
Durch nachträgliche Aussprachen mit einigen „befragten" Verkaufsstellenleitern mußte festgestellt werden, daß die Ermittlungen durch Rafena oberflächlich vorgenommen wurden.
Tatsache ist, daß die Verkaufsstellen durch den Großhandel Handelsinformationen erhalten oder durch Außenverkäufer besucht werden, die das Sortiment erläutern.
Tatsache ist auch, daß sich die GHG Dresden nach Durchführung der angeführten Befragung mehrmals vergeblich bemühte, mit dem Kaufm. Direktor des VEB Rafena Werke eine Auswertung über das Ergebnis zu führen.
Einerseits wird der Handel durch die Produktion kritisiert, daß er seinen Versorgungsaufgaben ungenügend nachkommt, andererseits hält es der VEB Rafena Werke nicht für notwendig, sich mit dem Handel an einen Tisch zu setzen, um gemeinsam zu beraten, wie die Versorgung verbessert werden kann.
Die Mitarbeiter des Handels sind jederzeit bereit, berechtigte Kritik an seiner Arbeitsweise aufzunehmen und entsprechende Schlußfolgerungen zu ziehen. Er erwartet auch von der Produktion, daß seine Forderungen nach einer qualitäts- und termingerechten Produktion erfüllt werden!

Wir danken Herrn Gujewski für diesen Beitrag. Der Hauptdirektor des Zentralen Warenkontors für Technik und Fahrzeuge des Ministeriums für Handel und Versorgung, Herr Oehme, übersandte ihn uns am 30. Juni 1964 mit folgendem Begleitschreiben:

„Wir halten es für notwendig, auf Ihre in radio und fernsehen H. 21 (1963) S. 647 und H. 8 (1964) S. 227 veröffentlichten Beiträge, die sich auf die Arbeitsweise des Handels beziehen, beiliegende Stellungnahme abzugeben.
Da Ihr Beitrag in radio und fernsehen H. 21 (1963) scheinbar auf oberflächliches Material vom VEB Stern-Radio Berlin und VEB Rafena Werke Radeberg aufbaute, sind wir an einer Veröffentlichung unseres Artikels vom versorgungsmäßigen Standpunkt in Ihrer Zeitschrift interessiert.
Wir legen Wert darauf, daß durch die Veröffentlichung unserer Stellungnahme keine inhaltlichen Kürzungen eintreten . . ."

Wir versichern hiermit unseren Lesern und Herrn Oehme, daß wir oben den Beitrag von Herrn Gujewski in vollem Wortlaut abgedruckt haben und dies auch ohne die Ermahnung von Herrn Oehme getan haben würden. Wir halten uns nicht für berechtigt, eine Antwort auf eine Kritik unsererseits inhaltlich zu redigieren.
Aber während es uns unserer Meinung nach nicht zusteht, an einer Stellungnahme zu einer Kritik etwas zu verändern, halten wir uns für berechtigt, zu ihr nun unsererseits Stellung zu nehmen.
Zunächst befremdet der späte Eingang dieser Stellungnahme des Handels. Wie Herr Oehme richtig vermutet, stützten wir uns auf Material der VEB Stern-Radio Berlin und Rafena Werke Radeberg. Als Herr Oehme uns schrieb, war dieses Material fast auf den Tag ein Jahr alt und auch vor einem Jahr allen zuständigen Stellen zugegangen. Wir erhielten es erst später, und wir veröffentlichten unsere Schlußfolgerungen erst nach nochmaliger Rücksprache auf der Leipziger Herbstmesse 1963, wo uns vor allem versichert wurde, daß eine Stellungnahme des Handels — abgesehen von der von uns im Heft 21 (1963) erwähnten — nicht eingegangen war. Unsere diesbezügliche Bemerkung im Heft 8 (1964) wird durch das Datum des Schreibens von Herrn Oehme vollinhaltlich bestätigt. Diese verspätete Stellungnahme des Handels entwertet unseres Erachtens die Behauptung von Herrn Gujewski über die Bemühungen der GHG Dresden, mit Vertretern des VEB Rafena Werke Radeberg ins Gespräch zu kommen. Bis zur Herbstmesse — also etwa ein Vierteljahr lang — hatten solche Versuche unseres Wissens jedenfalls nicht stattgefunden; und wir wissen ganz genau, daß die GHG Dresden nicht die Zeit aufbrachte, sich auch nur auf Postkartenlänge an radio und fernsehen zu wenden. Warum eigentlich nicht, wenn ihr Gewissen so rein war?
Die Schwierigkeiten im VEB Stern-Radio Berlin sind uns teilweise bekannt. Unseres Wissens liegen sie nicht so sehr im Werk selbst, als vielmehr bei den Bauelemente-Zulieferbetrieben. Unstreitig hat hier jedoch der Handel recht, wenn er sich an seinen Vertragspartner hält und es diesem überläßt, sich mit seinen Zulieferbetrieben auseinanderzusetzen. Dem Handel gegenüber ist der Gerätebetrieb für die Termineinhaltung verantwortlich, in diesem Fall also der VEB Stern-Radio Berlin.
Ohne Zweifel hat Herr Gujewski auch recht, wenn er darauf hinweist, daß der Bedarf der Bevölkerung keine einmal gegebene und konstante Größe ist, sondern — abgesehen vom Preis — sowohl von der Zusammensetzung des Sortiments als auch von dem Zeitpunkt des Erscheinens auf dem Markt abhängig ist.
Herrn Gujewskis Argumentation — wie sie vor allem in der von ihm gebrachten Tabelle zum Ausdruck kommt — bezüglich der Bedarfseinschätzung durch den VEB Stern-Radio Berlin im Gegensatz zu der des Handels, kann uns allerdings leider nicht überzeugen. Zunächst bleibt eine Frage offen: Beziehen sich die Einkaufszahlen des Handels auf die Situation, die dadurch entstand, daß Stern-Radio Berlin den sortiments- und termingerechten Anschluß an den Markt verpaßt hatte? Oder setzen die vom Handel angegebenen Zahlen noch die sortiments- und termingerechte Lieferung voraus?
Zweitens — und vor allem — hat Herr Gujewski hier die Behauptung zum Beweis gemacht. Er gibt die Einkaufszahlen des Handels als das absolute, endgültig entscheidende Kriterium für die Richtigkeit seiner Bedarfseinschätzung an. Aber es geht ja gerade um die Frage, ob das Angebot — also auch der Einkauf — des Handels tatsächlich dem wirklichen Bedarf der Bevölkerung entspricht! Daß der Handel entsprechend seiner eigenen Einschätzung einkauft (und daß sich innerhalb des halben Jahres zwischen der Abgabe der Einschätzung und dem Abschluß des Einkaufsvertrags die Zahlen nur geringfügig ändern), ist schließlich nicht so schrecklich überraschend. Aber darüber, ob diese Einschätzung auch tatsächlich stimmt, ist damit noch nichts ausgesagt.
Wir machen diese Bemerkungen nicht, um unbedingt recht zu behalten, sondern weil wir der Ansicht sind, daß es sich hier um ein sehr wichtiges Problem handelt, zu dessen Klärung wir beitragen möchten (siehe auch die Artikelserie: „Zur Bedarfsforschung bei elektroakustischen Konsumgütern" in den Heften 13, 14 und 15 dieses Jahres). Jedenfalls danken wir den Vertretern des Handels nochmals für ihre sachliche Stellungnahme und hoffen auf weitere Beiträge.

Schäffer

Gleichspannungswandler für Trägerfrequenzmeßanlagen

Dipl.-Phys. E. HEMPEL

Bei Messungen mit ohmschen oder induktiven Gebern in Verbindung mit einer Trägerfrequenzmeßanlage tritt oft der Mangel auf, daß es sich bei den meisten dieser Meßanlagen um Netzanschlußgeräte handelt. Der Meßtechniker benötigt aber in vielen Fällen ein batteriebetriebenes Gerät, um unabhängig von der Energieversorgung Messungen durchführen zu können.

Sind Trägerfrequenzanlagen als Netzanschlußgeräte vorhanden, gibt es mehrere Möglichkeiten, derartige Anlagen auch aus Batterien bzw. Akkumulatoren zu betreiben:

1. Man entnimmt die erforderlichen Anodengleichspannungen sog. Anodenbatterien. Die Heizspannungsversorgung der Röhren erfolgt aus Heizzellen. Dieses Verfahren ist unwirtschaftlich, da derartige Anodenbatterien bzw. Heizzellen verhältnismäßig schnell altern, nicht wieder aufgeladen werden können und von einem bestimmten Entladungszustand an völlig unbrauchbar werden.
2. Die erforderlichen Spannungen können von Akkumulatoren geliefert werden. Hier steht der Vorteil der Möglichkeit der Aufladung dem Nachteil der Größe und dem beträchtlichen Gewicht derartiger Akkumulatoren gegenüber.
3. Die Verwendung von Maschinenumformern, die meist aus einem 12-V-Akkumulator entsprechender Kapazität betrieben werden und für eine abgebbare Wechselspannung von 220 V_{eff} 50 Hz ausgelegt sind, hat den Vorteil, daß man vorhandene Netzanschlußgeräte ohne Veränderung in schaltungstechnischer Hinsicht aus einem Akkumulator betreiben kann. Nachteilig wirken sich wieder Größe und Gewicht derartiger Motorumformer aus. Außerdem wird der Betrieb eines Gerätes über einen derartigen Umformer infolge seines Wirkungsgrades, der wesentlich kleiner als Eins ist, unwirtschaftlicher als bei Direktbetrieb aus dem Netz.
4. Bei Verwendung eines mechanischen Zerhackers kann man verhältnismäßig kleine und leichtere Energieumformer aufbauen, und es gelingt vielleicht in einigen Fällen, den Stromversorgungsteil in das eigentliche Gerät einzubauen. Allerdings treten auch hier wieder mehrere Nachteile auf. Mechanische Zerhacker sind störanfällig und unterliegen mechanischem Verschleiß. Ferner müssen umfangreiche Maßnahmen zur Siebung der erhaltenen Gleichspannung und zur Abschirmung höherfrequenter Komponenten, die bei der Erzeugung einer pulsierenden Gleichspannung durch periodisches mechanisches Unterbrechen der Batteriespannung entstehen, getroffen werden. Der Wirkungsgrad von Zerhackeranlagen ist gering.
5. Die unter 1. bis 4. angeführten Mängel sind bei Verwendung eines Transistorgleichspannungswandlers nach dem RL-Multivibratorprinzip nicht gegeben.

Die Vorteile eines Transistorgleichspannungswandlers nach dem RL-Multivibratorprinzip sind: Verwendung eines aufladbaren Sammlers als Energiequelle, kleine Bauelemente, robust gegen mechanische Erschütterungen, hoher Wirkungsgrad (bis zu 85%), völlige Wartungsfreiheit des Wandlers.

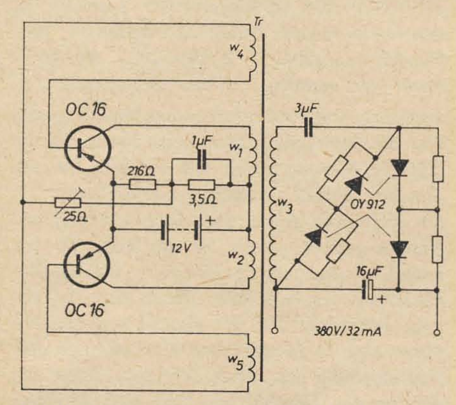


Bild 1: Stromlaufplan des Transverters. (Die Widerstandswerte 216 Ω und 3,5 Ω sind zu vertauschen, und die 12-V-Batterie muß umgepolt werden)

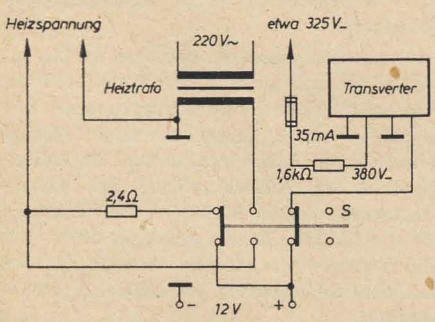


Bild 2: Prinzip der Stromversorgung des DG 2

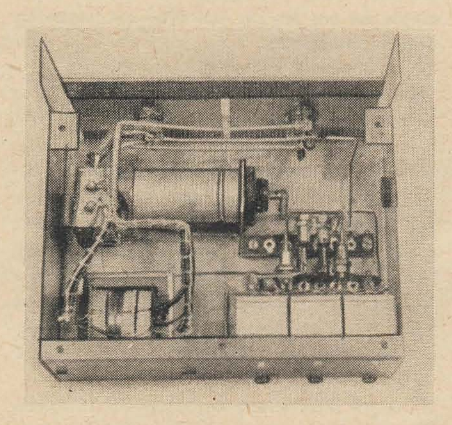


Bild 3: Transverter in geöffnetem Zustand

Im folgenden soll dargestellt werden, wie man die in vielen Betrieben und Institutionen vorhandenen Dehnungsmeßanlagen DG 2 des VEB Technisch-Physikalische Werkstätten Thalheim in batteriebetriebene Geräte umbauen kann.

Aus dem im Bild 1 dargestellten Stromlaufplan des elektronischen Wandlers geht hervor, daß sein Aufbau sehr einfach ist und mit einem verhältnismäßig geringen Aufwand an Schaltelementen realisiert werden kann. Derartige RL-gekoppelte Multivibratorschaltungen sind in zahlreichen Abhandlungen eingehend beschrieben, so daß hier auf die Funktionen der Schaltung nicht näher eingegangen werden soll.

Bild 2 zeigt die Anschlußschaltungen an die Dehnungsmeßanlage DG 2. Die Schaltung ist so ausgeführt, daß das Gerät DG 2 durch einen vierpoligen Umschalter wahlweise auf den 12-V-Batterieanschluß oder auf den 220-V_{eff}-Netzspannungsanschluß umgeschaltet werden kann.

Bild 3 zeigt den Transverter in geöffnetem, Bild 4 in eingebautem Zustand.

Der Gleichspannungswandler weist einen Wirkungsgrad von 75% auf. Die Arbeitsfrequenz des Wandlers beträgt 2 kHz. Anzeige sowie Anzeigekonstanz bei Transverterbetrieb zeigten gegenüber Netzbetrieb des Gerätes DG 2 keine Unterschiede. Eine evtl. am Meßausgang des Gerätes DG 2 vom Transverter herrührende Brummspannung kann leicht durch ein entsprechendes Filter zwischen Geräteausgang und Registriergerät ausgesiebt werden.

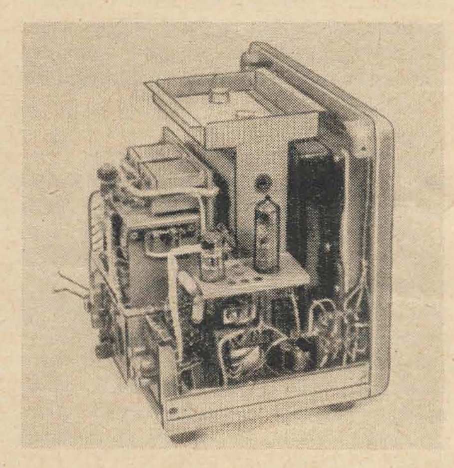


Bild 4: Transverter in eingebautem Zustand

Tabelle: Daten des Transformators Tr

Kern	E 42
Material	Manifer 164 KWH
Luftspalt	1 mm
w_1	44 Wdg. 0,8 mm CuL
w_2	44 Wdg. 0,8 mm CuL
w_3	730 Wdg. 0,2 mm CuL
w_4	5 Wdg. 0,5 mm CuL
w_5	5 Wdg. 0,5 mm CuL

Literatur

Shea, R. F.: Transistortechnik S. 244—246 und S. 406—410. VEB Verlag Technik, Berlin

Aus der Reparaturpraxis

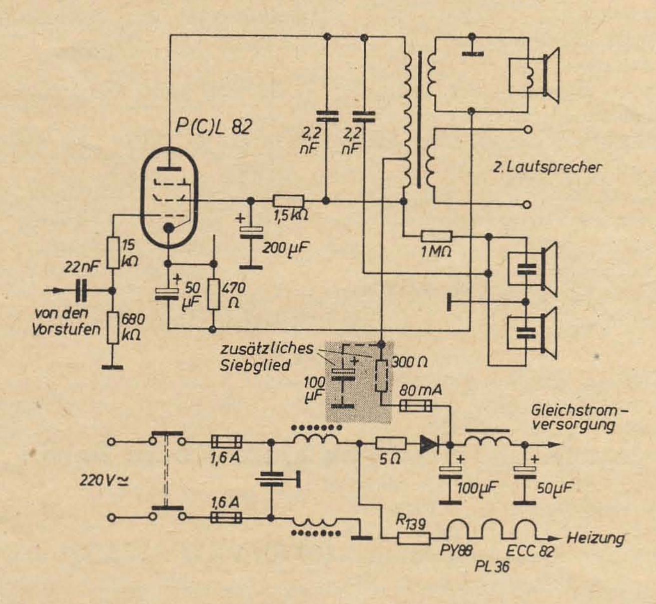
Interessante Fehler beim TV-Empfänger AT 611 C (Orion)

Das Gerät wurde vom Besitzer mit einem zusätzlichen Lautsprecher betrieben. Beim Betrieb machte sich ein starkes Brummen störend bemerkbar, welches in seiner Intensität und im Ton zeitlich verschieden auftrat. Die erste Überprüfung zeigte, daß es sich hier um ein aus mehreren Komponenten bestehendes Brummen handeln muß. Die darauf durchgeführten systematischen Untersuchungen bestätigten diese Annahme.

Die 1. Komponente entstand durch unzureichende Siebung der Betriebsspannung für die NF-Endröhre P(C)L 82. Dieses Röhrensystem wird direkt vom Ladeelko aus gespeist. Durch Einbau eines zusätzlichen Siebgliedes, bestehend aus einem 300-Ω-Widerstand und einem 100-μF-Elko, konnte die Amplitude dieser Komponente auf einen nicht mehr störenden Wert herabgedrückt werden. (Bei neueren Geräten dieses Typs ist dieses Siebglied vom Werk aus schon eingebaut!)

Die 2. Komponente war auf einen Röhrenfehler der PCF 82 (Rö X) zurückzuführen und konnte durch Auswechseln der Röhre beseitigt werden. Offenbar handelte es sich hier um eine Einstreuung von der Heizung dieser Röhre auf das C-System.

Die Amplitude der 3. Komponente war durch die Stellung des Lautstärkereglers gering beeinflußbar und hatte seine max. Amplitude bei zugedrehtem Lautstärkeregler P_3. Diese Komponente entstand durch induktives Einstreuen der Bildablenkfrequenz von dem Bildablenkausgangstrafo in die Masseleitung des Lautstärkereglers P_3 und durch unkontrollierbare Ausgleichsströme über diese Leitung. Sie dient außer der Erdung der kalten Seite von P_3 auch noch allen anderen an der Frontseite angebrachten Bedienungselementen als Erdpunkt. Außerdem ist diese Leitung sehr lang und über eine Steckerleiste mit dem Chassis verbunden. Die zusätzliche direkte Verbindung des Erdpunktes mit dem Chassis über eine starke und kurze Leitung brachte zwar eine wesentliche Verringerung dieses Brummanteils, jedoch noch keine völlige Beseitigung. Erst nachdem die kalte Seite des Lautstärkereglers P_3 von dem gemeinsamen Erdpunkt getrennt und mit einer separaten Leitung in der Nähe der Röhre X (PCF 82) geerdet und diese Leitung in eine experimentell ermittelte günstige Lage gebracht wurde, konnte diese Komponente völlig beseitigt werden.



Die 4. Komponente entstand durch kapazitive Netzeinstreuung auf die ungünstig abgeschirmten „heißen" Anschlüsse des Lautstärkereglers P_3 und war somit stark von der Stellung dieses Reglers abhängig. Die größte Amplitude trat bei etwa $^1/_3$ aufgedrehtem Lautstärkeregler auf. Durch sorgfältige Abschirmung der heißen Leitungen und Anschlüsse konnte auch diese Komponente beseitigt werden.

Die 5. Komponente war vom Bildinhalt abhängig und konnte als Intercarrierbrumm mittels Abgleich von P_2 und der Ton-ZF beseitigt werden.

Nachdem die oben geschilderten Veränderungen getroffen wurden, war kein störendes Brummen mehr vernehmbar, und das Gerät arbeitete einwandfrei.

Die Beseitigung von Brummstörungen, die aus mehreren zum Teil in ihrer Amplitude und Phase zeitlich nicht konstanten Komponenten bestehen, ist in der Praxis oft sehr schwierig. Die einzige Möglichkeit, auch in solch extremen Fällen eine rationelle Reparatur durchführen zu können, ist eine streng systematische Arbeitsweise. Es ist dann wie geschildert vom Ausgang, d. h. von der Endstufe auszugehen und die von weiter vorn kommenden Störungen durch Auftrennen der Leitungen unwirksam zu machen. Auf diese Weise wird Stufe um Stufe untersucht, bis alle Fehler lokalisiert und beseitigt werden können.

Ing. G. Kieselbach

Praktische Hinweise für mechanische Arbeiten an einigen Rundfunkgeräten

Auswechseln eines Bereichstastenhebels im „Oberon" und „Türkis"

1. Chassis ausbauen
2. Knöpfe, Skala und Reflektor entfernen
3. die vorderen zwei Drehkoschrauben lösen, rechten Soffittenhalter und Tastenhebelführung demontieren
4. Winkelschiene, auf der der Drehko befestigt ist, mittels zwei Schrauben M 3 links und rechts lösen und anschließend die darunter befindlichen Schränklaschen aufbiegen
5. rechtsseitige Schränklaschen der Winkelschiene aufbiegen
6. Seitenteil nach rechts abbiegen
7. Skalenbühne um etwa 4 cm nach vorn ziehen
8. Druckfeder des defekten Tastenhebels entfernen
9. Schränklaschen der Pertinaxplatte aufbiegen und Platte etwa 5 mm anheben
10. Tastenhebel austauschen
11. Teile wieder montieren

Auswechseln des Oszillator- oder Zwischenkreistrimmers im „Paganini", „Juwel" und „Stradivari"

1. Rohrnieten ausbohren und Trimmer ablöten
2. neue Trimmer mit Schrauben M 2 befestigen
3. Anschlüsse mit Isolierschlauch überziehen und dann verlöten

Achtung

Beim Auswechseln von Bauteilen im Tuner muß unbedingt die alte Lage der Teile wieder hergestellt werden.

Beim Wechseln des Oszillatorvariometers oder des Oszillatorvariometerkernes ist zu beachten, daß die Blattfeder wieder gut an den Variometerstößel andrückt. Es besteht sonst die Möglichkeit, daß bei stark einfallenden Sendern die akustische Rückkopplung eintritt. Weiterhin empfiehlt es sich, die Variometerkerne auf festen Sitz zu kontrollieren.

Schaltwalzenwechsel im „Stradivari", „Beethoven" und „Stradivari II"

1. Bodenschrauben lösen und Chassis aus dem Gehäuse nehmen

2. Knöpfe und Skala abschrauben
3. Reflektor entfernen und HF-Teil lockern
4. Bereichsanzeigeblech, Schieberdruckfeder und Schieber demontieren
5. Schaltwalzenstück mit dem Arm nach oben drehen und vorsichtig herausziehen
6. neue Walze im gleichen Sinne einsetzen und Montage in umgekehrter Form vornehmen
7. Öffnen und Schließen der Kontakte mit dem Schema des Schaltbildes vergleichen und evtl. nachjustieren

Bei den Geräten „Stradivari 3 und 4" ist in gleicher Art zu verfahren, jedoch entfällt der Abbau des Bereichsanzeigebleches.

Schaltwalzenwechsel im „Paganini", „Juwel", „Juwel II" und „Juwel III-Stereo"

1. Bodenschrauben lösen und Chassis aus dem Gehäuse nehmen
2. Drehknöpfe und Skala abschrauben
3. Reflektor entfernen
4. HF-Teil locker schrauben und evtl. sehr kurze Anschlußdrähte ablöten
5. Benzingscheibe von der defekten Schaltwalze lösen, Schwaltwalzenarm nach oben drehen und das defekte Teil herausziehen
6. Einsetzen der neuen Walze in gleicher Form und Montage
7. Öffnen und Schließen der Kontakte mit dem Schema des Schaltbildes vergleichen und evtl. nachjustieren
8. Bei den Geräten „Juwel II" und „Juwel III-Stereo" ist beim Wechseln der UKW-Schaltwalze zu beachten, daß an der Rückseite der Walze noch ein Arm zur Betätigung der NF-Umschaltung mit einigen Tropfen Methylenchlorid zu befestigen ist

Kontaktschieberwechsel im „Oberon" und „Türkis"

1. Bodenplatte entfernen
2. hinteres Halteblech abschrauben und gebrochenen Schieber entfernen
3. entsprechende Taste drücken und neue Schieber einsetzen
4. hinteres Halteblech montieren
5. Schieber abgleichen

Auswechseln des Netztastenhebels im „Türkis" und „Oberon"

1. Bodenschrauben lösen und Chassis ausbauen
2. Drehköpfe, Skala und Reflektor demontieren
3. Rastwerk so weit freilegen, daß die linke obere Metallplatte an ihren Befestigungslaschen gelöst werden kann
4. Metallplatte anheben und Tastenhebel austauschen
5. Teile wieder montieren

Öffnen und Schließen des „Oberon"- und „Türkis"-Tuners

1. Tuner ausbauen und Kappe entfernen
2. Leiterplattenbefestigung am Röhrensockel ablöten
3. Leiterplattenbefestigung an der Drehkoseite ablöten
4. Antenneneingangsleitungen am Röhrensockel der ECC 85 ablöten und Leiterplatte ausbauen
5. Defektes Teil austauschen und dann Tuner wieder zusammenbauen

Achtung

Beim Auswechseln von Bauteilen im Tuner muß unbedingt die alte Lage der Teile wieder hergestellt werden.

Hinweise für Reparaturen am „Stern 3"

Oft kommen Geräte zur Reparatur, bei denen auf AM und FM kein Empfang möglich ist. Nachdem man feststellt, daß der NF-Teil in Ordnung ist, werden die ZF-Stufen mit dem Meßsender überprüft. Dabei zeigt sich häufig, daß am Transistor T_5 (AF 116) schon an der Basis kein Signal mehr durchkommt. Dagegen ist am Kollektor das Signal gut festzustellen. Dieser typische Fehler tritt durch das falsche Einsetzen der Gnomzelle (Stabilisierungszelle) auf. Die richtige Lage bzw. Polung der Zellen ist im Batteriemagazin eingeprägt!

E. Greifzu

Informationen aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Fortsetzung aus Heft 16

Einbauvorschlag Auto-Portable A 100 für PKW AWE 311 und 312 „Wartburg"

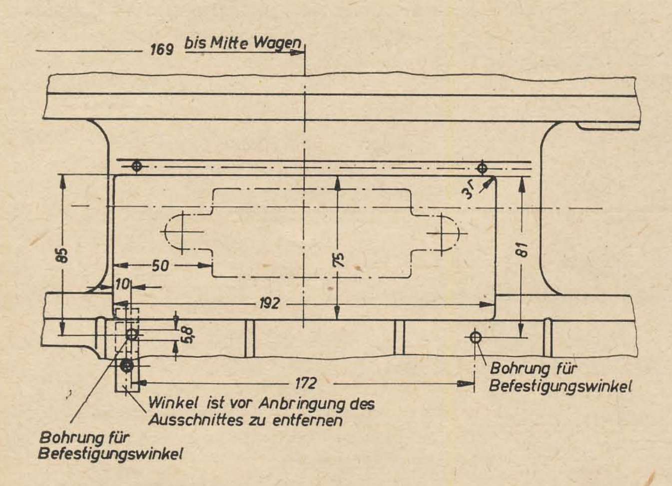


Bild 6: Einbau des Auto-Portable A 110 in PKW AWE 311 und 312 „Wartburg"

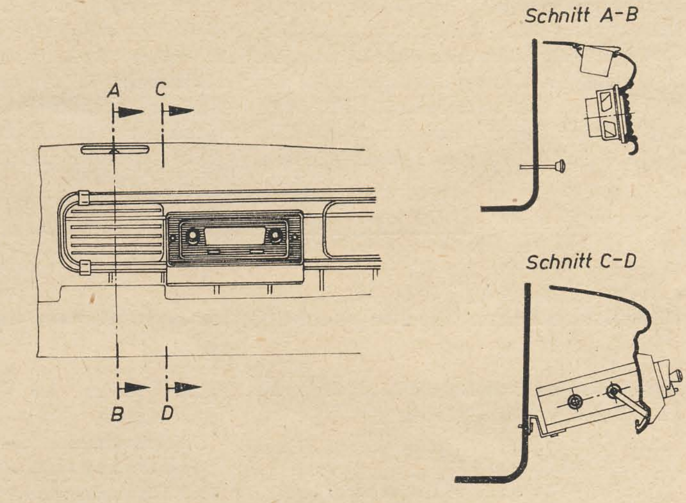


Bild 7: Ausschnitt der Instrumententafel des „Wartburg"

Antennenmontage

Die Antenne soll dort am Fahrzeug montiert werden, wo das elektrische Eigenstörfeld am geringsten ist. Bitte beachten Sie die vom Antennenhersteller beigefügten Montagevorschriften und die Betriebsanleitungen der Kraftfahrzeuge.
Nach dem Einbau der Antenne den noch nicht eingebauten Autosuper in Betrieb setzen. Einen schwachen Sender bei 1500 kHz einstellen und mit Trimmer C_{49} Sender auf größte Lautstärke abstimmen.

Antennentypen

Folgender Antennentyp vom VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg wird empfohlen: Auto-Versenkantenne „AURA" 110 Nr. 1187.320 für PKW „Trabant" und „Wartburg".

Die Antennenzuleitung an der Antenne darf nicht verkürzt oder verlängert werden.

Entstörung

Vor Inbetriebnahme des Autosupers muß der Kraftwagen voll entstört werden.
Bitte beachten Sie die Entstörvorschriften in den Betriebsanleitungen der Fahrzeuge bzw. die Einbauvorschrift des entsprechenden Entstörgeschirrs.

Schwallötmaschine mit neuartiger Zinnwellenerzeugung

AUTORENKOLLEKTIV

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf

Es wird eine Lötmaschine beschrieben, bei der eine Zinnwelle mit Hilfe einer Kolbenpumpe für jeden Löttakt erzeugt wird.

Diskussion einiger bekannter maschineller Lötverfahren

Bei Tauchlötmaschinen wird die horizontale Unterseite der gedruckten Schaltung senkrecht auf den ebenen Spiegel des Lötbades abgesenkt. Dabei ist vor allem darauf zu achten, daß vor jedem Eintauchen die auf dem Badspiegel unvermeidlich sich bildende Oxidhaut durch Abstreifen entfernt wird. Bei diesem senkrechten flachen Aufbringen der Leiterplatte können die Flußmittel- und Lösungsmitteldämpfe nur unter Schwierigkeit entweichen. Deshalb weist fast jede Leiterplatte mehrere ungelötete Inseln auf. Durch die lange Tauchzeit erwärmt sich die gesamte Leiterplatte unzulässig, so daß Krümmungen auftreten, die zu hohen mechanischen Spannungen in den Leiterzügen führen. Durch die hohe Löttemperatur begünstigt, können sich dabei Leiterzüge abschälen.

Wegen dieser Schwierigkeiten sind kompliziertere Tauchlöteinrichtungen entwickelt worden. Dazu gehört z. B. das sog. „Flip-Flop-Verfahren", bei dem die Leiterplatte auf die Badoberfläche schief aufgesetzt und auf diese zu gekippt wird. Da die Leiterplatte bei diesem Verfahren zwangsläufig auf einem bestimmten Niveau gehalten wird, muß die Höhe des Zinnspiegels unbedingt genau eingehalten werden.

Die für kleinere und auch größere Stückzahlen bewährte „Schlepplötung" erfordert ein extrem langes Zinnbad, weil die Leiterplatte, in einer Haltevorrichtung auf dem Badspiegel schwimmend, mindestens um das dreifache ihrer Länge geschleppt werden muß. Bedingt durch die lange Schleppzeit kann nur sehr widerstandsfähiges Basismaterial verwendet werden.

Eine grundsätzlich andere Lösung des Problems geht davon aus, der Leiterplatte eine geradlinige Bewegung in einer Ebene zu geben und von unten her mit geschmolzenem Lot zu bespülen. Bei der „Flowsolder-Methode" fährt die Platte horizontal durch den Kamm einer Welle geschmolzenen Lötzinns, die dadurch entsteht, daß das Lot aufwärts durch eine längliche Düse mit Hilfe einer Flügelradpumpe gepumpt wird.

Sowohl die Schlepplötung als auch die Flowsolder-Methode haben sich im Ausland auf Grund der damit erzielten Ergebnisse weitgehend eingebürgert. Beide Methoden sind flexibel und erlauben ohne Schwierigkeiten, Platten verschiedenster Größe und Bestükkung laufend zu bearbeiten. Daher entschloß sich das Kollektiv des ZfK, eine Lötmaschine zu entwickeln, deren Arbeitsweise dem Flowsolder-Verfahren ähnlich ist.

Beschreibung der Schwallötmaschine

Die Bilder 1 und 2 zeigen den prinzipiellen Aufbau, bestehend aus Antriebssäule (1) mit Plattenaufnahme (2), Sprühvorrichtung (3) und Zinnbad (4) mit der Einrichtung zur Erzeugung der Zinnwelle. Die in dem Aufnahmerahmen eingelegte Leiterplatte fährt zunächst kreisförmig über die Sprühvorrichtung und gelangt, nachdem die Halterung unmittelbar vor der Zinnwelle von ihrer kreisförmigen Bewegung abweicht und annähernd geradlinig durch die Zinnwelle fährt, wieder an ihren Aufnahmeort zurück. Dieser Zyklus wird elektronisch gesteuert. Je nach Leiterplattenabmessung sind verschieden lange Sprüh- und Lötzeiten einstellbar.

Erzeugung der Zinnwelle (Bild 3)

Im Ruhezustand befindet sich das Zinn (1) innerhalb eines beheizten gußeisernen Blokkes (2), in den die Kolbenpumpe (3) eingefügt ist, die das Zinn bei einem Kolbenhub durch

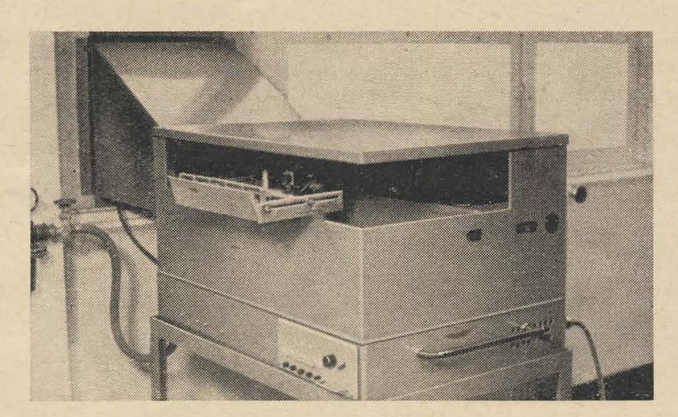


Bild 1: Gesamtansicht der Schwallötmaschine

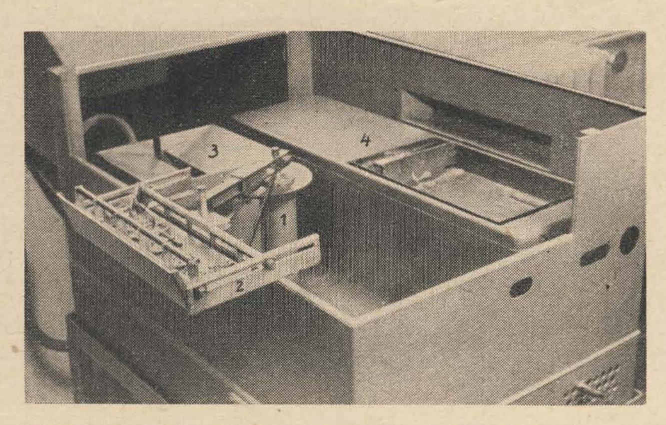


Bild 2: Schwallötmaschine; Einzelheiten des Aufbaus

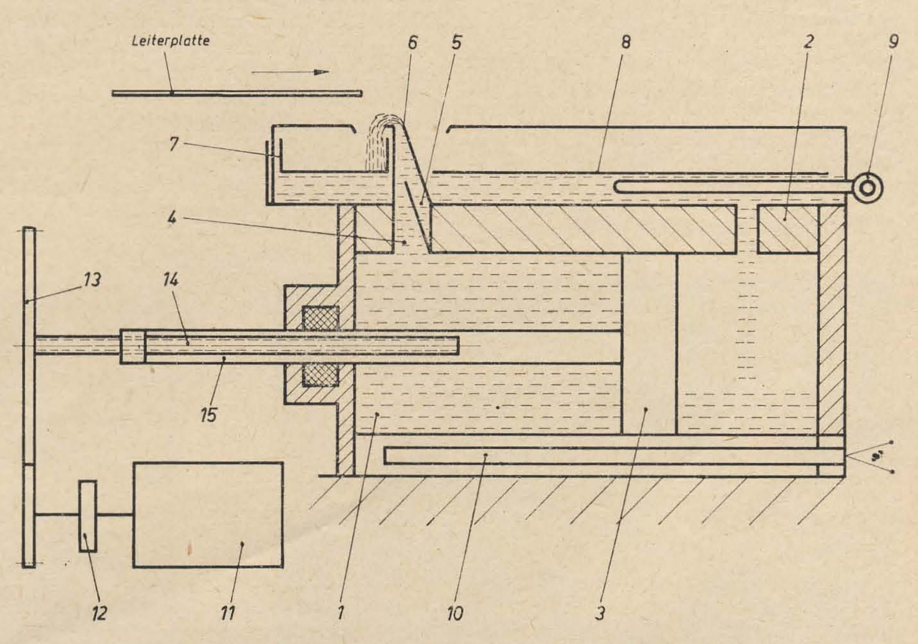


Bild 3: Prinzipieller Aufbau der Kolbenpumpe. Zusätzlich zu den im Text erwähnten Punkten bedeuten: (8) Blechplatte zur Verhinderung der Oxidation des Zinns, (9) Kontaktthermometer, (10) Heizpatronen, (11) Allstrom-Reihenschlußmotor (Antrieb), (12) fliehkraftbetriebene Zweipunktregelung, (13) Getriebe, (14) den Kolben bewegende Spindel, (15) Kolbenstange (hohl)

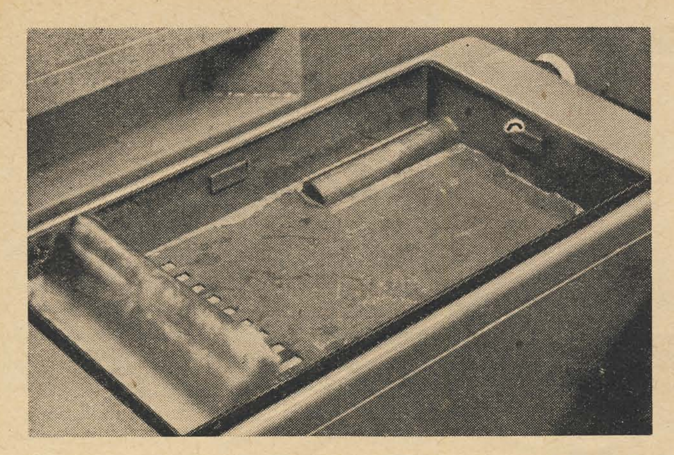


Bild 4: Der aus der Düsenkammer schwallartig heraustretende Zinnfluß

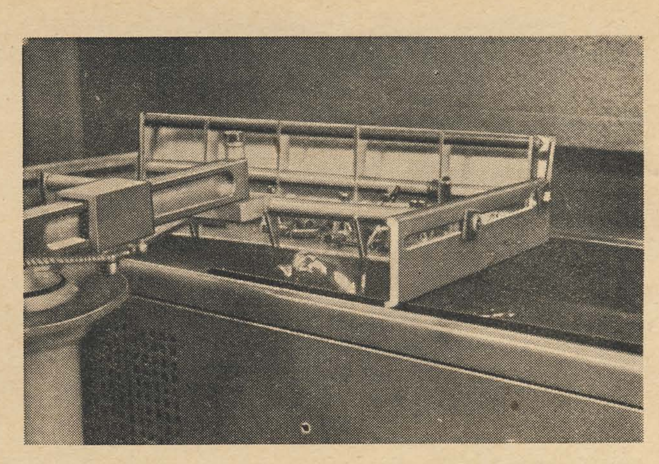


Bild 5: Die bestückte Leiterplatte wird durch den Zinnschwall hindurch bewegt

die Überströmkanäle (4) in die Düsenkammer (5) drückt. Dort wird das aufwärtswirbelnde Zinn beruhigt und fließt in einem leichten Schwall aus dem oberen Schlitz (6) der Düsenkammer (siehe auch Bild 4). Der Schlitz wurde 3 mm breit gewählt und in seiner Länge der größten geplanten Leiterplattenbreite angepaßt.
Nach der Stabilisierung des Zinnschwalles wird die bestückte Leiterplatte geradlinig durch die Welle bewegt (Bild 5).

Die Bewegungsgeschwindigkeit der Leiterplatte und die Lötzinntemperatur sind so aufeinander abgestimmt, daß sich eine ausreichende Berührung der Lötstellen auf der Leiterplatte mit dem Zinnschwall ergibt. Der Zinnschwall bespült die Unterseite der Leiterplatte, nimmt Lötmittelreste und Oxide mit sich und fließt von der Leiterplatte durch ein auswechselbares Sieb (7, Bild 3) wieder ab. Dadurch werden alle Verunreinigungen zurückgehalten.

Elektrische und mechanische Kennwerte

installierte Heizleistung:	4 × 400 W
Anheizleistung:	1,6 kW
Betriebsleistung:	etwa 0,85 kW
Anheizzeit:	0,7 h
Zinntemperatur:	regelbar bis 320 °C
Löttemperatur:	240 bis 260 °C
Zinnmenge:	max. 13 kg
Lötzeit, bei 6 mm Zinnwellenhöhe:	max. 13 s
Motorleistung für Kolbenpumpe:	50 W

Plattenaufnahme und -antrieb

Die Plattenaufnahme (Bild 6) ist sehr variabel ausgeführt, damit Platten verschiedener Abmessungen eingelegt werden können. Die Leiterplatte wird durch eine Reihe fester und eine Reihe beweglicher, miteinander verbundener schmaler Stege gehalten; die Leitbleche verhindern ein Überspülen der Leiterplatten beim Durchfahren der Zinnwelle. Beim Einlegen der Platte (Bild 7) werden die vorderen beweglichen Stege gemeinsam geschwenkt und danach durch Federn in ihre Ausgangslage zurückgezogen. Dabei klemmt sich die Leiterplatte an mehreren Punkten fest. Durch Verschieben der festen Stege kann die Halterung für verschiedene Plattenbreiten verändert werden. Der Aufnahmerahmen ist schwenkbar an einem Haltearm der Antriebssäule befestigt. Auf dem Haltearm gleitet ein Schieber, der den Rahmen über eine Schubstange bewegen kann. Bei der Drehung des Haltearmes wird mit Hilfe einer Kurvenscheibe der Schieber derart bewegt, daß der Plattenaufnahmerahmen annähernd geradlinig über die Zinnwelle geschwenkt wird.
Der Antrieb der Säule erfolgt durch einen Synchronmotor über ein zweistufiges Schnekkengetriebe; eine Umdrehung des Haltearmes dauert 35 s. Das Einschalten der Sprühvorrichtung und der Kolbenpumpe zur Erzeugung der Zinnwelle geschieht durch zwei Kontakte, die von einer Nockenscheibe betätigt werden, welche auf der Antriebswelle sitzt.

Sprühvorrichtung

Die Leiterplatten werden durch fünf Injektordüsen mit einem Lötmittel besprüht, das mit dünnen Röhrchen aus einem PVC-Behälter angesaugt wird. Durch Abstimmung der Düsenquerschnitte ist die Anpassung an einen bestimmten Druck, z. B. 3 atü, möglich. Druckschwankungen werden durch ein angebautes Reduzierventil ausgeglichen. Als Sprühmittel wird in Spiritus gelöstes Kollophonium verwendet, weil alle anderen chemischen Lötmittel noch vor der Berührung mit der Lötwelle verdunsten.

Ergebnisse

Eine Zinnwellenlötung bedeutet eine erhebliche Verminderung der thermischen Belastung des Basismaterials. Bei Anwendung einer Lötmaske läßt sich der Zinnverbrauch gegenüber der Handlötung um etwa 50% senken. Die Lötstellen fallen alle gleichmäßig und sauber aus.
Das Lötzinn darf folgende Verunreinigungen in den angegebenen Grenzen nicht überschreiten [1]:

Zink	0,001%
Al	0,001%
Cd	0,005%

Verunreinigungen über diese zulässigen Werte hinaus erniedrigen die Oberflächenspannung, indem sie zähe Oxidschichten bilden, die gegen die Wirkung eines Flußmittels weitgehend widerstandsfähig sind.
Einige wenige Messingbauteile je Platte sind ungefährlich, aber es ist besser, wenn sie vorher verzinnt oder, wenn möglich, vernickelt sind.
Die Oberflächenspannung des geschmolzenen Lotes bestimmt sein Verhalten beim Abfließen

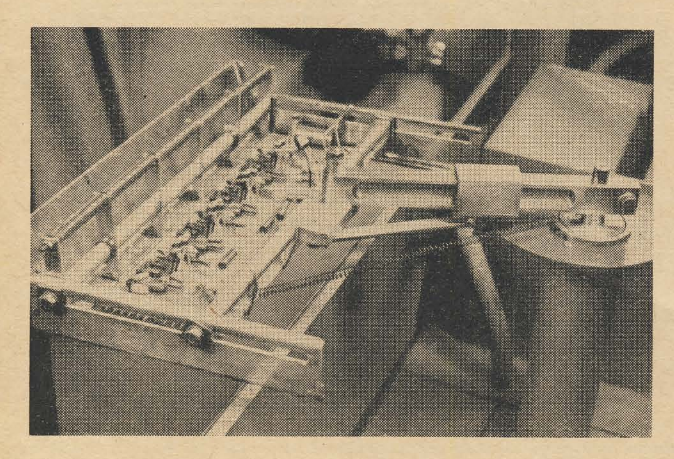


Bild 6: Leiterplattenaufnahmerahmen

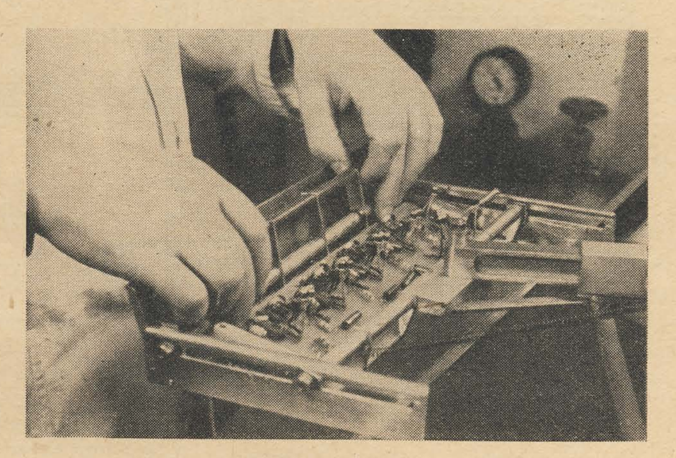


Bild 7: Einlegen der Leiterplatte

nach dem Durchfahren der Zinnwelle. Es ist dafür zu sorgen, daß ein Teil des Flußmittels noch nach dem Lötprozeß auf der Leiterplatte verbleibt, um eine hohe Oberflächenspannung des Zinns und damit runde Tropfen anstelle langer Zapfen zu erhalten. Die Qualität der vorverzinnten Anschlüsse der Bauteile ist vor dem Löten zu überprüfen. Es kann geschehen, daß die Lötfahnen der Bauteile durch Kondensat- oder Sulfidbildung schwer lötbar sind. In diesen Fällen hat sich ein zweimaliges Durchfahren der Leiterplatte durch die Zinnwelle bewährt.

Die beim Sprühen und Löten auftretenden Dämpfe werden durch die unmittelbar an die Maschine angeflanschte Absaugvorrichtung abgeleitet.

Literatur

[1] Elektronik 12 (1963) H. 5 S. 149—152

[2] Seidel, G.: Gedruckte Schaltungen. VEB Verlag Technik, Berlin 1959

Was ist ein Dendrit?

Bisher bezeichnete dieses Wort in der medizinischen Fachliteratur „verästelte Protoplasmafortsätze von Nervenzellen" und in der Metallurgie „Ausscheidungen von Mangan und Eisen", die an „verästelte Pflanzenreste" erinnern. Die moderne Halbleitertechnik hat ihm einen neuen Sinn gegeben.

Im Titelbild ist rechts ein „wild gewachsener" Germaniumdendrit dargestellt, wie er sich aus einer unterkühlten Schmelze von selbst abscheidet, wenn der geschmolzene Stoff bei einem bestimmten Unterkühlungsgrad in den festen Aggregatzustand übergeht. Technisch ist mit einem derartigen, unkontrolliert gewachsenen Dendrit nichts anzufangen.

Die technischen Erkenntnisse und Erfahrungen, die beim Herstellen von Kristallen in der Halbleitertechnik gesammelt wurden, ermöglichen jedoch, das dendritische Kristallwachstum nutzbringend zu beherrschen. Es lassen sich aus einer Schmelze, die um einige Grade unterkühlt ist, fadenförmige und beliebig dotierte Germanium- und Silizium-Einkristalle ziehen. Sie sind so dünn, daß sie trotz der bekannten Härte und Sprödigkeit dieser Materialien (wie ein dünner Glasfaden) auf eine Spule aufgewickelt werden können. Im Titelbild links ist ein derartiger Dendrit dargestellt, der in der Forschungsabteilung des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder, Betriebsteil Stahnsdorf (früher: Institut für Halbleitertechnik Teltow) versuchsweise hergestellt wurde.

Die flachen Seiten der fadenförmigen Halbleiterdendriten sind spiegelblank. Von ihnen können bei geringstem Materialverlust die für die Gleichrichter- und Transistorherstellung notwendigen Plättchen abgeschnitten werden. Da bei dem in der Halbleitertechnik bisher üblichen Schneidverfahren, bei denen eine Kristallscheibe größeren Durchmessers im Gatterschnitt in Plättchen zerlegt wird, etwa 60 bis 70% des hochgereinigten Materials in Abfall verwandelt wird, kann das dendritische Ziehverfahren beträchtliche ökonomische Vorteile bieten. Hinzu kommt noch, daß ein aufgespultes Einkristallband geradezu zu einer Mechanisierung der Herstellung von Halbleiterbauelementen herausfordert. Der dazu nötige technische Entwicklungsaufwand dürfte jedoch noch beträchtlich sein. Techniker und Ökonomen werden abwägen müssen, wann das dendritische Kristallziehverfahren in die Praxis zu überführen ist.

Electronus

Literatur

Falk, H., und Anders, R.: Zum Wachstum von dendritischen Bändchen. iht-Mitteilungen 2 (1963) H. 2

Referate

Transistor-Multifrequenz-Oszillator

R. Stapelfeldt: Multitone Oscillators — New Source of Simultaneous Frequencies. electronics 36 (1963) H. 1 [4. Januar]

Für Fernmeß- und Fernsteuerzwecke und auch für viele andere Aufgaben der niederfrequenten Meßtechnik benötigt man Gruppen von Tonfrequenzen. Erzeugt man jede erforderliche Tonfrequenz mit Hilfe eines eigenen Transistoroszillators, dann steigt der schalttechnische Aufwand bei einer großen Zahl von Einzelfrequenzen rasch an. Die nachfolgend beschriebene Schaltung vermeidet diesen Umstand, indem die Amplitudenbegrenzung — die für das richtige Funktionieren des Oszillators vorhanden sein muß — aus dem aktiven Bauelement herausgenommen und in den jeweiligen Schwingkreis verlegt wird.

Beim üblichen Oszillator erfolgt die Amplitudenstabilisation dadurch, daß eine Nichtlinearität im aktiven Bauelement ausgenutzt und damit die Größe des in den Schwingkreis eingebrachten negativen Leitwerts verändert wird. Die Amplitude stabilisiert sich auf einen solchen Wert, daß der Energieverlust durch die Kreisdämpfung (Summe von Nutz- und Verlustdämpfung) durch die vom negativen Widerstand zugeführte Energie gerade kompensiert wird. Durch die Nichtlinearitäten ergeben sich immer Kurvenformverzerrungen der erzeugten Schwingung, und wenn man mehrere Frequenzen gleichzeitig anregen will, ergeben sich Mischprodukte und Amplitudenmodulationseffekte.

Wenn man den äquivalenten Serienwiderstand des Schwingkreises amplitudenabhängig gestaltet, so ist es möglich, amplitudenstabile Schwingungen zu erzeugen, ohne daß man das aktive Bauelement in seinen nichtlinearen Bereich zu steuern hat. Der Serienwiderstand im Schwingkreis stellt sich dann auf den Wert des negativen Anfachleitwerts ein. Mit einer solchen Schaltung können mehrere Frequenzen auf einmal erzeugt werden, es treten keine Mischprodukte auf. Die Amplitudenabhängigkeit des Serienwiderstandes kann auf verschiedene Weise erreicht werden: Varistoren parallel zu L oder C, zwei gegeneinandergeschaltete Zenerdioden oder eine vorgespannte Spitzendiode.

Bild 1 zeigt einen Multifrequenzoszillator für fünf Tonfrequenzen. Mit Hilfe der Schalter S_1 bis S_5 können die Frequenzen in beliebigen Kombinationen gewählt werden, einzeln,

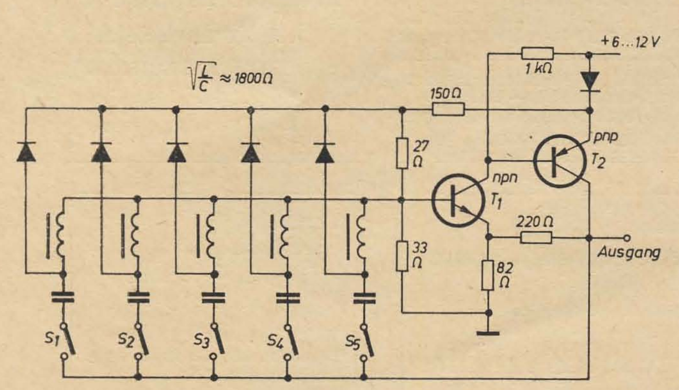


Bild 1: Multifrequenz-Oszillator

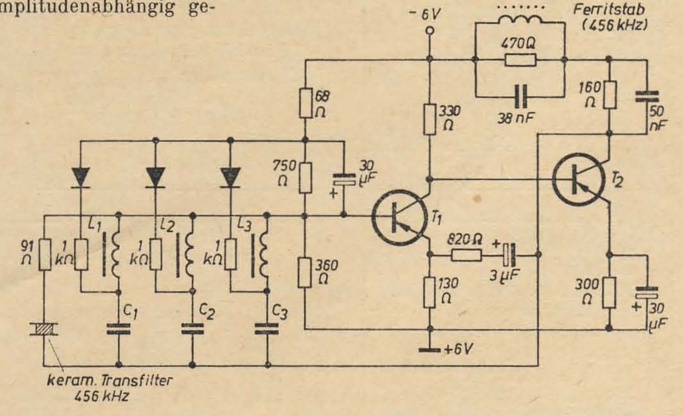


Bild 2: HF-Bake mit 3 Tonfrequenzen simultan moduliert

nacheinander oder auch simultan. Die amplitudenbegrenzenden Dioden in den einzelnen Schwingkreisen sind über einen ohmschen Spannungsteiler geeignet vorgespannt. Der anfachende negative Leitwert wird durch eine Schaltung mit zwei Transistoren erzeugt. Die Diode im Emitterkreis von T_2 dient zur Temperaturstabilisierung. Eine Anwendung dieser Schaltung ist für die industrielle Fernmeßtechnik als Parallelverkoder für fünf Schritte möglich.

Bild 2 zeigt eine weitere Anwendungsmöglichkeit des Multifrequenz-Oszillators. Es handelt sich um eine Fahrzeug-Identifikationsbake. Sie erzeugt eine mit drei Tonfrequenzen modulierte Hochfrequenz von 456 kHz. Die Modulation der HF wird dadurch erzielt, daß der HF-Schwingkreis — hier übrigens ein keramisches Filter — keine Amplitudenstabilisation besitzt. Bei der HF wird also — wie gewöhnlich — die Begrenzung der Amplitude durch Abkappen der Spitzen der Sinuskurve erzielt. Die NF-Kreise sind wieder mit nichtlinearen Widerständen stabilisiert. Die erzeugte modulierte HF wird über einen Ferritstab abgestrahlt und kann mit üblichen Verfahren entschlüsselt und angezeigt werden.

Hans-Joachim Fischer

Fachbücher

Hagen Jakubaschk

Experimente für den Anfänger

Band 1 der Reihe „Der junge Funker"

Deutscher Militärverlag, Berlin

95 Seiten, 44 Bilder, broschiert 1,90 MDN

Der Deutsche Militärverlag hat mit diesem Bändchen eine Reihe begonnen, deren Zweck durch ihren Namen etwas eng umschrieben wird. Tatsächlich sollte man hier unter „jung" in dieser Technik jung verstehen, und angesprochen werden keineswegs nur künftige Spezialisten der Nachrichtenübermittlung. Im Zeichen der polytechnischen Erziehung kann man sich sogar vorstellen, daß diese an den Anfänger gerichteten Bände auch ältere Menschen, die aus irgendeinem privaten oder beruflichen Grunde bisher fehlende Elementarkenntnisse der Elektrotechnik benötigen, leicht faßliche Erklärung finden.

Den Beginn der Reihe bildet daher ganz folgerichtig eine allgemeine, keinerlei Vorkenntnisse erfordernde Einführung in das Gebiet der elektrotechnischen Grundlagen. Vorangestellt werden die Wirkungen der Elektrizität. Die Erläuterung der Begriffe Strom, Spannung, Widerstand leitet über zum Ohmschen Gesetz, danach werden Elektromagnetismus und Induktion behandelt. Die Gleichung für die elektrische Leistung ist neben dem Ohmschen Gesetz die einzige Mathematik, mit der der Leser beansprucht wird. Den Abschluß des Bändchens bildet ein kurzes Kapitel über chemische Stromquellen, das wiederum auf chemische Erläuterungen verzichtet.

Der Stoff wird nahegebracht als lockere Folge von praktischen Experimenten, die der Leser mit geringen Mitteln selbst durchführen kann. Naturgemäß haften diesen viele Unsicherheiten an, und es muß bezweifelt werden, ob der Anfänger hier immer den beabsichtigten Erfolg haben wird. Das Prinzip, um das es bei den einzelnen Experimenten geht, dürfte aber in jedem Falle begriffen werden, und das ist schon sehr viel. Nichts ist schließlich schwerer, als Kompliziertes einfach darzustellen. Man muß sich daher die Frage vorlegen, ob die Wahl der Mittel und ihre Darstellung immer einander gerecht werden. Das kann gar nicht der Fall sein, denn dazu sind 95 Seiten einfach zu wenig. Es ist jedoch eine Eigenschaft des Menschen, nach einer interessant gehaltenen Anregung auch bei anfänglichen Fehlschlägen weiterzusuchen und tiefer in den Stoff einzudringen. Eine solche Anregung gegeben zu haben aber ist das unumstrittene Verdienst des Autors.

Schlenzig

Reinhard Oettel

Transistormorsegeräte

Band 2 der Reihe „Der junge Funker"

Deutscher Militärverlag, Berlin

90 Seiten, 64 Bilder, broschiert 1,90 MDN

Dieser Band der neuen Reihe wendet sich zwar in erster Linie tatsächlich an „junge Funker", doch tut er das durchaus nicht einseitig. Das Anliegen jeder Funkausbildung muß es schließlich sein, dem Schüler auch die Geräteseite möglichst nahe zu bringen. Eigene Beschäftigung ist dazu bestes Mittel und erleichtert in der späteren Funkpraxis die Ausführung vielleicht notwendiger Eingriffe in die Geräte. Das aber dürfte sowohl dem zivilen als auch dem militärischen Nachrichtenwesen sehr zuträglich sein.

„Herzstück einer jeden Morseeinrichtung ist der Tongenerator" schreibt der Autor und drückt damit gleichzeitig aus, daß der Broschüreninhalt eigentlich alle die anspricht, die irgendwie mit der Erzeugung akustischer Schwingungen auf elektrischem Wege zu tun bekommen. Schon dieser Abschnitt dürfte also auch beim „Nichtfunker" auf Interesse stoßen. Dieses Interesse wächst angesichts der weiterhin gebotenen Schaltungen, die über NF-Verstärker und KW-Audionschaltungen bis zum beigelegten Schaltbild des Taschenempfängers T 100 (Faltbogen) reichen.

Andererseits ist der Band auch nach „unten" hin recht glücklich abgerundet, denn er beginnt in der Schaltungstechnik beim Schaltzeichen, dessen Kenntnis beim zukünftigen Funker nicht unbedingt vorausgesetzt werden kann.

Die vielfältigen Beispiele zur Schaffung der Anlagen für das Erlernen des Morsens — einer auch heute noch modernen Technik der Nachrichtenübermittlung — und die Ausführungen zum „Handwerklichen" des Morseverkehrs lassen erkennen, daß dieser Band von einem Berufenen geschrieben wurde.

Der Wert dieser Broschüre gewinnt in der Reihe noch dadurch, daß als nächster Band „Wir lernen morsen" angekündigt ist. Bis dahin dürften in den neuen Arbeitsgemeinschaften die auf Grund des vorliegenden Titels geschaffenen Anlagen fertiggestellt sein. Man kann nur wünschen, daß es dem Verlag gelingt, diese Folgerichtigkeit auch weiterhin in seiner neuen Reihe zu erhalten.

Schlenzig

Neuerscheinungen aus dem VEB Verlag Technik, Berlin

Hildebrand/Markert

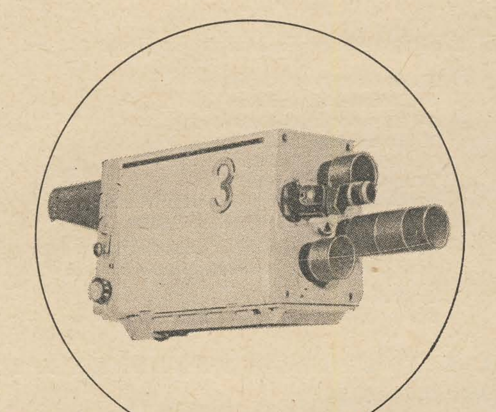
Darstellungen und Zeichnungen in der Elektrotechnik

etwa 450 Seiten, 334 Bilder, 222 Tafeln, Halbleinen etwa 24,— MDN
Erscheint im September

Paul

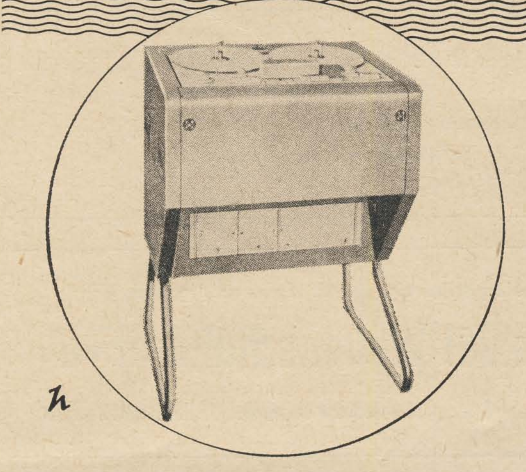
Transistoren

etwa 460 Seiten, 223 Bilder, 20 Tafeln, Kunstleder etwa 35,— MDN
Erscheint im September



Geräte für Fernseh- und Rundfunkstudios, sowie Anlagen für das industrielle Fernsehen

Unsere Fachingenieure beraten Sie gern
in allen Fragen,
speziell in den Anwendungsmöglichkeiten



VEB STUDIOTECHNIK BERLIN

Berlin C 2, Rungestraße 25–27

Fernruf 276091





Höchstohmwiderstandsmeßgerät

Meßbereich: $10^{5} \dots 10^{13} \times U_M$ [Ohm]
$10^{-6} \dots 10^{-13}$ A

Fehler:
2% ($R_N = 10^{11}$ Ohm)
3% ($R_N = 10^{12}$ Ohm)
3% ($R_N = 10^{11}$ Ohm)
4% ($R_N = 10^{12}$ Ohm)

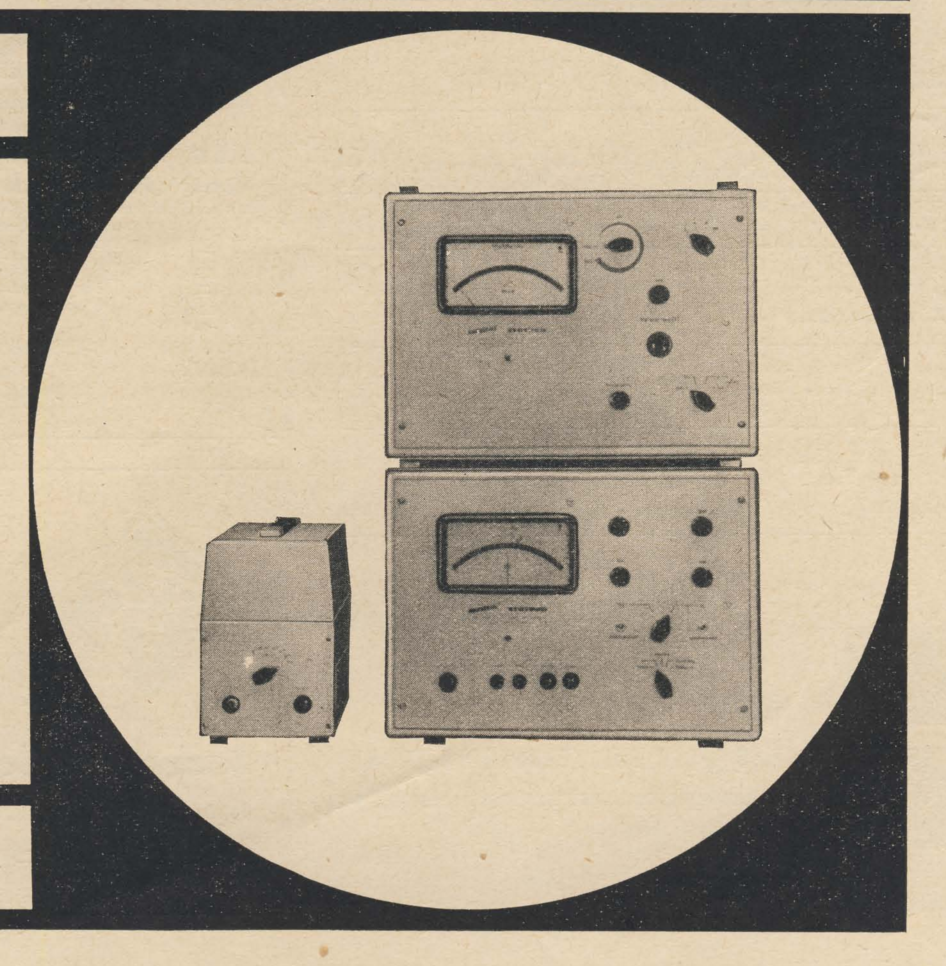
Meßspannung U_M 1 ... 1000 V in Stufen und in den Stufen kontinuierlich einstellbar

Mit Batteriebestückung und Einbauladeeinrichtung

Eingangswiderstand: (bei relativer Luftfeuchtigkeit von $\leqq 96\%$) $\leqq 10^{14}$ Ohm



PRODUKTIONSGENOSSENSCHAFT
DES HANDWERKS
FÜRSTENWALDE/SPREE
EHRENFRIED-JOPP-STR. 59





33103